



LES PERTES DANS LES CONDENSATEURS BOBINES UTILISES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE: MESURE CALORIMETRIQUE ET MODELISATION

Bruno Seguin

► To cite this version:

Bruno Seguin. LES PERTES DANS LES CONDENSATEURS BOBINES UTILISES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE: MESURE CALORIMETRIQUE ET MODELISATION. Sciences de l'ingénieur [physics]. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 1997. Français. NNT: . tel-00908180

HAL Id: tel-00908180

<https://theses.hal.science/tel-00908180>

Submitted on 22 Nov 2013

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

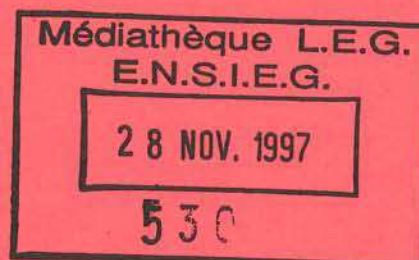


- 1 -

THESE

Présentée par

Bruno SEGUIN



Pour obtenir le titre de **DOCTEUR**

de l'**INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE**

(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

Spécialité : **GENIE ELECTRIQUE**

LES PERTES DANS LES CONDENSATEURS BOBINES UTILISES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE : MESURE CALORIMETRIQUE ET MODELISATION

Soutenue le 16 mai 1997 devant le jury composé de :

MM J.P. REBOUL

Rapporteur

B. TRANNOY

Président

M. BRAMOULLE

Examineur

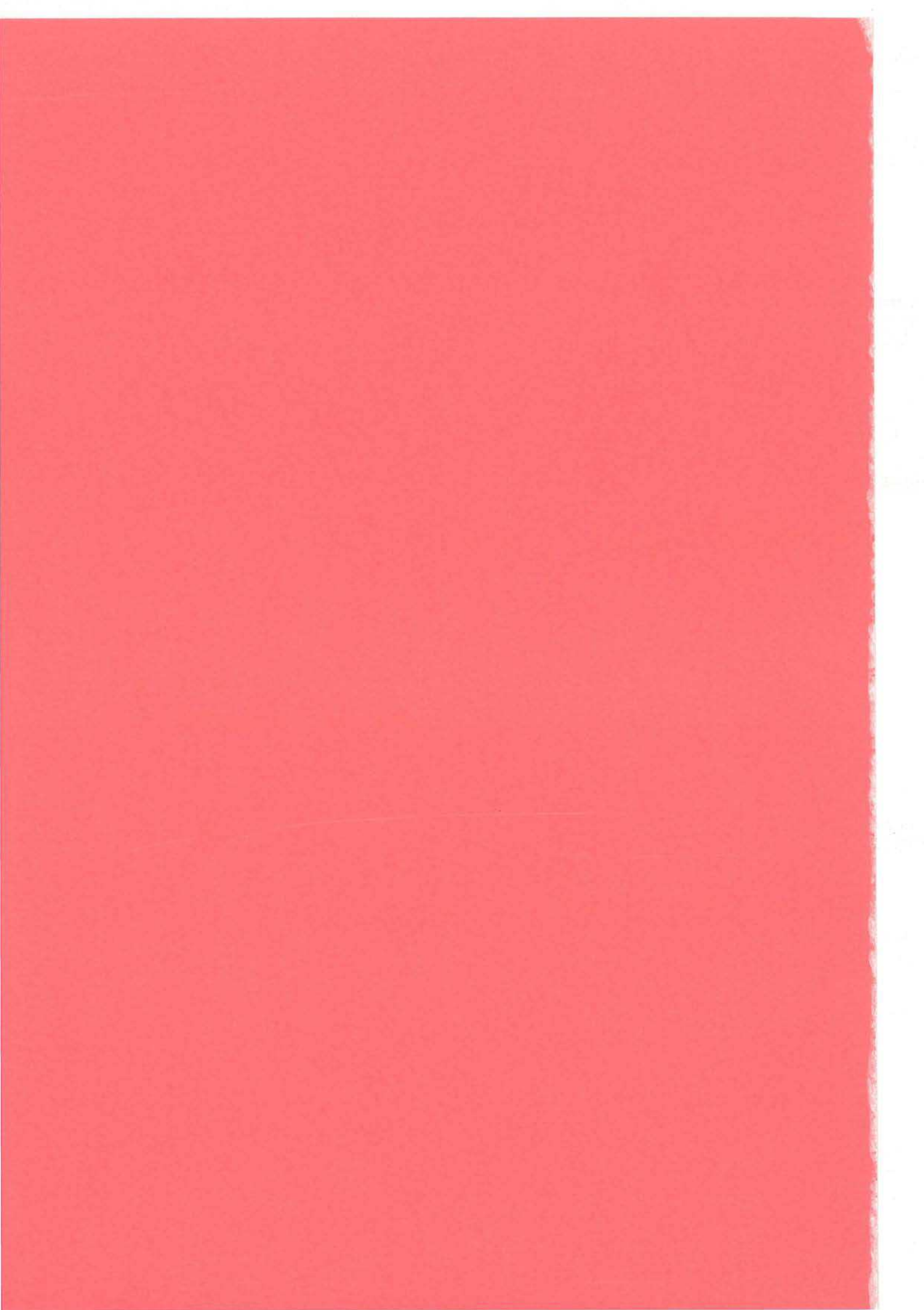
J.P. FERRIEUX

Examineur

J.P. GOSSE

Examineur

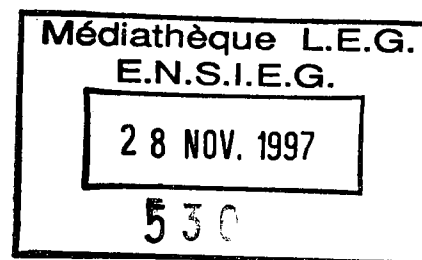
Thèse préparée au LEMD (Laboratoire d'Electrostatique et des Matériaux diélectriques)
et au LEG (Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble).



THESE

Présentée par

Bruno SEGUIN



Pour obtenir le titre de **DOCTEUR**

de **l'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE**

(Arrêté ministériel du 30 mars 1992)

Spécialité : **GENIE ELECTRIQUE**

LES PERTES DANS LES CONDENSATEURS BOBINES UTILISES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE : MESURE CALORIMETRIQUE ET MODELISATION

Soutenue le 16 mai 1997 devant le jury composé de :

MM J.P. REBOUL

Rapporteur

B. TRANNOY

Président

M. BRAMOULLE

Examineur

J.P. FERRIEUX

Examineur

J.P. GOSSE

Examineur

Thèse préparée au LEMD (Laboratoire d'Electrostatique et des Matériaux diélectriques)
et au LEG (Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble).

AVANT PROPOS

L'étude présentée dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre d'une coopération entre le Laboratoire d'Electrostatique et de Matériaux Diélectriques et le Laboratoire d'Electrotechnique de Grenoble. Elle a été soutenue par une action incitative de la DSPT8, Ministère de la Recherche et de l'Enseignement Supérieur ; et a pu être menée grâce à la collaboration des sociétés Thomson-LCC, Eurofarad et Bolloré-technologies.

Avant de l'exposer, je tiens à remercier Mr le Professeur J.P. GOSSE et Mme B. GOSSE, Directeur de recherche au CNRS, pour leur accueil au sein de leur équipe et pour m'avoir permis de travailler sur ce sujet passionnant.

J'adresse mes plus vifs remerciements à Mr le Professeur J.P. FERRIEUX, qui m'a suivi et orienté tout au long de ce travail de thèse, en faisant preuve de beaucoup de compétences et de gentillesse.

Je remercie chaleureusement Mr le Professeur B. TRANNOY qui m'a fait l'honneur de présider, de façon magistrale, la commission d'examen ; et qui a eu la lourde tâche de rapporter ce travail pendant une période de vacances. Mais c'est également au Professeur de l'ENSEEIH, à la fois passionnant et proche des étudiants, que s'adresse ces remerciements.

Je remercie vivement Mr le Professeur J.P. REBOUL, qui a rapporté ce travail avec beaucoup d'attention, et qui nous a rapporté à la soutenance, par sa sympathie, un peu du microclimat Montpelliérain.

Que Mr M. BRAMOULLE, de la société Thomson-LCC, soit assuré de ma sincère gratitude pour l'intérêt qu'il a porté à ce travail, ainsi que pour les remarques et conseils avisés dont il m'a fait part.

Je tiens à exprimer toute ma reconnaissance à Monsieur J. CHAUSSY, du CRTBT, sans qui le calorimètre n'aurait certainement jamais vu le jour ; merci également pour sa disponibilité, et sa bonne humeur que mes incessantes sollicitations n'ont pu perturber ;

à Monsieur C. MARTEAU, pour les précieux conseils qui m'ont sans cesse remis sur de bons rails, ainsi que pour les innombrables discussions informelles au cours desquelles il m'a donné beaucoup de son temps, et un peu de son omnivalente expérience.

L'étude en régime non sinusoïdal n'aurait pu être menée à bien sans l'aide oh combien efficace de Mr J. BARBAROUX, du LEG, maître dans les domaines de l'électronique et de la gentillesse.

Un grand merci à Mr F. MONTANVERT pour sa disponibilité et sa patience, pour ses points de vue, professionnels ou non, et pour l'ensemble des réalisations dont le calorimètre n'est que l'assemblage.

J'exprime ici toute ma sympathie et ma reconnaissance à Rédouane HAMMAL, José-Luis HERNANDEZ-AVILA, Fathi JOMNI, Gaston MASSALAT, Muhammad NUR, Pierre-Olivier SASSOULAS, Top TRAN VAN, thésards du LEMD avec qui j'ai eu le plaisir de parcourir ce bout de chemin. Ces trois années passées en compagnie de mes collègues et désormais amis, dont l'orthographe du nom n'évoque en rien ma Franche-Comté natale, furent pour moi des plus enrichissantes. Ces longs bavardages plus ou moins philosophiques, au cours desquels j'ai appris à les connaître et à les apprécier, ont suscité ma curiosité et m'ont donné le goût de la découverte.

A tous : السلام عليكم يا أصدقائي

Une mention spéciale à Hélène PLANTIER, qui outre sa gentillesse, nous à apporté un rayon de soleil (toujours Montpelliérain), dans ce laboratoire où depuis le départ de la très charmante Valérie OLIER-DUREAULT, le mot thésard ne se déclinait désespérément qu'au masculin.

Merci à Laurent CLAVELIER qui a grandement contribué à l'étude analytique du modèle, ainsi qu'à Karim MAOUEDJ et Christophe PANZANI, fidèles compagnons le temps d'un stage ; pour la sympathie qu'ils m'ont témoigné, même s'ils m'ont parfois contraint à un réveil submatinal.

Je pense également à tous ceux, du LEMD ou du LEG, qui m'ont témoigné beaucoup de gentillesse et qui se reconnaîtrons dans ces remerciements.

A ceux qui ont toujours su me rappeler qu'il existe, en dehors du travail, une multitude d'activités diurnes et souvent nocturnes toutes aussi passionnantes, je témoigne ici ma profonde amitié ; même si je l'espère ils le savent déjà :

à K'louche, dont la mythique aisance sur un terrain de football comme en présence de créatures reflète une nature latine qui s'exprime avant tout dans sa générosité - bien réelle - en amitié et son humour sans égal ;

Vinc, que l'on pourrait croire paisible si l'on ne connaît pas le fêtard qui sommeille en lui, et qui ne demande qu'à se réveiller ;

Cec&Nico, véritables Bonnie&Clyde modernes, toujours prêts à ouvrir leur porte aux amis pour leur faire partager d'étranges et jusqu'alors inconnues expériences culinaires ;

La Dream Team, quatuor de charme composé de Cec, Elise, Sab et Soph ; ainsi qu'à Brunouille, Vinch, les Pesmois, et à tous ceux avec qui j'ai eu le plaisir de partager de bons moments ; sans oublier Michel et tous les copains grenoblois.

Enfin et surtout un grand merci à mes parents et ma sœur Fanny, pour leurs encouragements et la patience dont ils ont fait preuve ces dernières années. Je leur dédie ce mémoire.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION GENERALE	13
CHAPITRE I	
LES CONDENSATEURS BOBINES EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE	17
I. INTRODUCTION	19
II. UTILISATION DES CONDENSATEURS EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE ..	20
II.1. Introduction	20
II.2. Les condensateurs de filtrage	20
II.2.a. Filtrage de la tension redressée	21
II.2.b. Filtrage d'entrée et de sortie des convertisseurs	21
II.3. Les condensateurs de protection	23
II.3.a. Minimisation des pertes par commutation : CALC	23
II.3.b. Protection vis-à-vis des surtensions : Réseaux RCD	25
II.4. Les condensateurs de commutation	26
II.5. Les condensateurs d'accord	27
II.6. Conclusion	29
III. TECHNOLOGIES DES CONDENSATEURS A FILMS PLASTIQUES	30
III.1. Introduction	30
III.2. Les matériaux utilisés	30
III.2.a. Le polypropylène (PP)	31
III.2.b. Le polycarbonate (PC)	31
III.2.c. Le polyéthylène téréphtalate (PET)	32
III.3. Les différentes technologies de bobinages	32
III.3.a. Les condensateurs secs	32
III.3.b. Les condensateurs imprégnés	34
III.4. Conclusion	36
IV. INFLUENCE DES CONTRAINTES ELECTRIQUE ET THERMIQUE	37
IV.1. Introduction	37
IV.2. Vieillessement sous l'action d'une contrainte électrique	38
IV.2.a. Décharges partielles	38
IV.2.b. Effet des impulsions de courant dans les condensateurs métallisés	38
IV.3. Dégradation chimique	39
IV.3.a. Dépolymérisation du matériau	39
IV.3.b. Oxydation des électrodes métallisées	39
IV.4. Estimation de la durée de vie sous contraintes	39
IV.4.a. Contrainte thermique seule	39
IV.4.b. Contrainte électrique seule	40

IV.4.c. Contraintes électrique et thermique conjuguées	40
IV.5. Conclusion	41
V. CONCLUSION	42
 CHAPITRE II	
LA CARACTERISATION DES PERTES	
DANS LES CONDENSATEURS BOBINES	43
I. INTRODUCTION	45
II. REPRESENTATION DES PERTES DANS LES CONDENSATEURS	46
II.1. Représentation des pertes totales	46
II.2. Expression de ESR - Modèle série du condensateur	48
II.3. Modélisation des condensateurs bobinés	49
II.4. Conclusion	52
III. METHODES ANALYTIQUES D'ESTIMATION EN REGIME NON SINUSOÏDAL	53
III.1. Introduction	53
III.2. Décomposition en série de Fourier de $u(t)$ et $i(t)$	53
III.3. Méthodes d'estimation simplifiées	54
III.3.a. Décomposition en série de Fourier simplifiée	56
III.3.b. Généralisation de l'expression en régime sinusoïdal	57
III.3.c. Régime sinusoïdal équivalent	57
III.3.d. Décomposition de $i(t)$ en impulsions sinusoïdales demi-ondes	58
III.4. Conclusion	59
IV. LES DISPOSITIFS DE MESURE DES PERTES DANS LES CONDENSATEURS	60
IV.1. Introduction	60
IV.2. Les dispositifs électriques	60
IV.2.a. Les ponts de mesure	60
IV.2.b. L'analyseur d'impédance	64
IV.2.d. Circuit de charge/décharge	65
IV.2.e. Méthode numérique	65
IV.3. Les dispositifs calorimétriques	65
IV.3.a. Rust & McDuff	65
IV.3.b. Berzan et al	66
IV.4. Conclusion	66
V. CONCLUSION	67

CHAPITRE III

LE DISPOSITIF CALORIMETRIQUE	69
I. INTRODUCTION	71
II. PRINCIPE CALORIMETRIQUE DE LA MESURE	72
III. LE DISPOSITIF EXPERIMENTAL	75
III.1. Le calorimètre	76
III.1.a. L'écran thermique	76
III.1.b. La cellule de mesure	79
III.1.c. Thermalisation des fils	79
III.2. Le circuit d'alimentation du condensateur	80
III.3. Protection vis-à-vis des perturbations	81
III.3.a. Réduction du rayonnement	81
III.3.b. Réduction de la susceptibilité de la connectique	82
III.3.c. Filtrage des signaux continus	82
IV. PRECISION ET SENSIBILITE DU DISPOSITIF	84
IV.1. Incertitude sur la mesure	84
IV.2. Etalonnage du dispositif	88
IV.3. Sensibilité du dispositif	89
V. CONCLUSION	89

CHAPITRE IV

ETUDE EXPERIMENTALE	91
I. INTRODUCTION	93
II. INFLUENCE DE LA TENSION APPLIQUEE SUR LA VALEUR DE ESR	94
III. CARACTERISATION DE CONDENSATEURS AVEC DIFFERENTS MATERIAUX DIELECTRIQUES.	95
III.1. 220nF - Polypropylène métallisé plus armatures	95
III.1.a. Variation de ESR avec la fréquence	95
III.1.b. Variation de ESR avec la température	97
III.1.c. Les pertes du polypropylène	98
III.2. 680nF - Polycarbonate métallisé	100
III.2.a. Variation de ESR avec la fréquence	100
III.2.b. Variation de ESR avec la température	101

III.2.c. Les pertes du polycarbonate	103
III.3. 680nF - Polyéthylène téréphtalate métallisé	105
III.3.a. Variation de ESR avec la fréquence	105
III.3.b. Variation de ESR avec la température	106
III.3.c. Les pertes du polyéthylène téréphtalate	108
III.4. Comparaison entre les résistances série équivalentes de trois condensateurs métallisés de même capacité	110
IV. ETUDE DES PERTES OHMIQUES AVEC DIFFERENTS TYPES D'ELECTRODES	111
V. COMPARAISON DES TECHNIQUES DE MESURE	113
VI. CONCLUSION	116
CHAPITRE V	
MODELISATION DES PERTES PAR UN CIRCUIT EQUIVALENT	119
I. INTRODUCTION	121
II. LE MODELE PROPOSE PAR ERMURATSKII	123
III. ETUDE ANALYTIQUE DU MODELE	128
III.1. Première étape	128
III.2. Deuxième étape	130
III.2.a. Modélisation des pertes ohmiques ($R_{\Omega}(f)$)	130
III.2.b. Modélisation des pertes diélectriques ($R_D(f)$)	140
IV. APPLICATION AUX CONDENSATEURS TESTES	144
IV.1. Calcul des éléments - Variations de ESR	144
IV.1.a. Condensateur 220nF-Polypropylène métallisé plus armatures	144
IV.1.b. Condensateur 680nF-Polycarbonate métallisé	146
IV.1.c. Condensateur 680nF-Polyéthylène téréphtalate métallisé	149
IV.2. Influence de la modélisation de ESR sur l'impédance totale	151
IV.2.a. Inductance série du modèle	151
IV.2.b. Capacité série du modèle	153
IV.2.c. Impédance du modèle	156
V. VALIDATION EN REGIME NON SINUSOÏDAL	158
V.1. Introduction	158
V.2. Accord	159

V.3. Filtrage d'une tension redressée	161
V.4. Découplage d'une cellule de commutation	163
V.5. Discussion	165
VI. CONCLUSION	168
CONCLUSION ET PERSPECTIVES	171
ANNEXES	177
ANNEXE A	179
ANNEXE B	182
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES	183

INTRODUCTION GENERALE



L'évolution des performances des composants semi-conducteurs (rapidité, puissance commutée, souplesse d'emploi) et la recherche de structures de conversion et de modes de commutation optimisant leur mise en oeuvre [Foch-92], ont permis de repousser les limites de fonctionnement des convertisseurs en termes de fréquence de travail et de puissance convertie, et de réduire considérablement leurs dimensions.

Ces progrès ont étendu le domaine d'application des condensateurs de puissance à de nouvelles fonctions (protection des semi-conducteurs, quasi résonance...) mais ont inévitablement accru la sévérité des contraintes auxquelles ils sont soumis, qu'elles soient de nature électrique (fréquences élevées, richesse du contenu harmonique, forts di/dt , champs intenses dans le matériau diélectrique) ou de nature thermique (température élevée au coeur du composant). La nature et l'intensité de ces contraintes sont liées à la fonction remplie par le condensateur au sein du convertisseur. Les condensateurs bobinés à films plastiques répondent aux exigences de l'électronique de puissance, grâce à leurs excellentes caractéristiques électriques (faibles pertes, stabilité de la capacité, rigidité diélectrique élevée), et sont très largement utilisés, malgré la faiblesse des capacités volumiques obtenues avec cette technologie.

L'échauffement du composant dû aux pertes diélectriques dans le matériau isolant et aux pertes ohmiques dans les parties métalliques constitue, lorsque la température ambiante est déjà élevée (en raison de la miniaturisation des dispositifs, ou simplement de la proximité des composants actifs), une contrainte très sévère pour certains matériaux comme les plastiques, et plus particulièrement le polypropylène dont le déclassement commence dès 70°C [LCC-89]. Cette contrainte accélère le processus de vieillissement du matériau soumis, en outre, à un champ électrique intense [Fallou-85], elle peut aussi dans certains cas provoquer un claquage thermique.

Le premier chapitre, très général, est consacré à l'étude des fonctions remplies par les condensateurs en électronique de puissance et des contraintes qu'ils sont amenés à supporter. Nous nous intéressons également à la technologie des condensateurs bobinés et aux principaux mécanismes de dégradation de ces composants sous l'action de contraintes électriques et thermiques.

Nous abordons plus précisément dans le deuxième chapitre les problèmes liés à l'estimation des pertes dans les condensateurs soumis à un régime non sinusoïdal.

Pour estimer le plus correctement possible la contrainte thermique à laquelle les condensateurs sont soumis, il est nécessaire de disposer de données précises sur la nature et la valeur des pertes électriques, en régime sinusoïdal, sous tension nominale, et dans une large gamme de fréquences et de températures. La très faible valeur des pertes dans les condensateurs vis-à-vis de la puissance réactive mise en jeu rend cette caractérisation difficile, et dans certains cas impossible, par des méthodes classiques.

Les pertes sont généralement représentées par le facteur de dissipation $\tan\delta$ du condensateur (correspondant au rapport entre la puissance active dissipée P et la puissance réactive mise en

jeu Q), ou par une résistance ESR (Equivalent Series Resistance), le condensateur étant dans ce cas modélisé par un circuit comportant en série la résistance ESR et la capacité C. D'autres modèles plus complexes ont été construits, mais ils ne rendent que partiellement compte des variations de ESR avec la fréquence. Ils ne peuvent être utilisés pour estimer par simulation la puissance dissipée dans un condensateur soumis, dans un convertisseur statique, à une tension non sinusoïdale ; cette puissance doit être calculée analytiquement par des méthodes exposées dans ce chapitre.

Pour mener à bien la caractérisation des condensateurs, nous avons conçu un dispositif de mesure original, basé sur un principe calorimétrique : les pertes sont mesurées comme la puissance calorifique dissipée par le composant. La conception, la réalisation, et la mise au point de ce dispositif constituent une partie importante de ce travail de thèse. Sa description est l'objet du troisième chapitre. Il permet de caractériser avec précision des condensateurs à très faibles pertes ($\tan\delta < 5.10^{-4}$) comme les condensateurs bobinés à films de polypropylène. Les condensateurs peuvent être testés en régime sinusoïdal sous tension nominale, dans la gamme de fréquence 1kHz-1MHz, et pour des températures comprises entre -50°C et $+100^{\circ}\text{C}$. Mais l'utilisation de la calorimétrie comme principe de mesure permet également d'effectuer des mesures de pertes indépendamment de la nature du régime électrique auquel est soumis le condensateur.

Le dispositif nous a permis d'observer les variations de la résistance série ESR en fonction de la fréquence et de la température, pour des condensateurs bobinés avec différents matériaux plastiques et différentes électrodes. L'objectif de cette caractérisation, qui est présentée au chapitre IV, est de distinguer les pertes dans les parties métalliques des pertes dans le matériau diélectrique, afin d'étudier séparément le comportement des polymères couramment utilisés, et les pertes de nature ohmique dans les différents types d'électrodes.

Dans le chapitre V, nous présentons un circuit équivalent, composé d'éléments passifs R, L et C, permettant de modéliser les variations de ESR avec la fréquence que nous avons pu observer expérimentalement. La construction de ce modèle a été inspirée par les études menées par Lafferty [Lafferty-92] et Ermuratskii [Ermuratskii-75]. Cette modélisation permet de rendre compte séparément des variations des pertes ohmiques et des pertes diélectriques avec la fréquence, et peut être définie pour différentes températures. A partir de l'étude expérimentale présentée au chapitre IV, trois condensateurs ont ainsi été modélisés. En comparant les résultats de mesures de pertes sur ces trois condensateurs en fonctionnement dans des convertisseurs statiques, avec les estimations de ces pertes par simulation, nous avons pu valider cette modélisation et montrer qu'elle permettait d'estimer la puissance dissipée dans les condensateurs soumis à des régimes non sinusoïdaux avec une précision acceptable.

- CHAPITRE I -

**LES CONDENSATEURS BOBINES EN
ELECTRONIQUE DE PUISSANCE**

I. INTRODUCTION

Les contraintes imposées aux condensateurs sont spécifiques à chaque application, et ne peuvent être quantifiées d'une manière générale. Toutefois, dans une première approche, on peut associer qualitativement la nature des contraintes subies par les condensateurs aux types de fonctions qu'ils remplissent dans les convertisseurs. Les principales fonctions et les contraintes qui leur sont associées sont présentées dans le paragraphe II. Le choix d'un condensateur pour une application donnée passe par une bonne connaissance des contraintes qui lui sont imposées et des propriétés requises pour répondre à ces exigences.

Les condensateurs bobinés à diélectrique plastique possèdent certaines propriétés pour lesquelles ils sont très largement utilisés en électronique de puissance : une bonne stabilité de la capacité avec la température et la fréquence, des valeurs élevées de la rigidité diélectrique des matériaux utilisés, des pertes faibles. Ils possèdent également certaines faiblesses : des températures maximales d'utilisation assez basses, des faibles valeurs de capacités volumique. Les principaux polymères et les types de bobinages actuellement utilisés pour la fabrication de ces condensateurs sont exposés au paragraphe III.

L'évolution avec le temps d'utilisation des caractéristiques des condensateurs résulte de mécanismes physico-chimiques dont certains ont été clairement identifiés. Ces mécanismes, décrits très brièvement dans le paragraphe IV, déterminent sans aucun doute la durée de vie du composant. Mais les expressions proposées pour l'estimation de la durée de vie restent actuellement empiriques, elles sont de plus limitées au seul matériau diélectrique et ne portent pas sur l'ensemble du composant.

II. UTILISATION DES CONDENSATEURS EN ELECTRONIQUE DE PUISSANCE

II.1. INTRODUCTION

Dans les dispositifs statiques de conversion de l'énergie électrique, le caractère de « source de tension » des condensateurs est utilisé pour remplir des fonctions de filtrage d'une tension continue à différents niveaux du convertisseur. Leur aptitude à emmagasiner de l'énergie est également exploitée pour assurer la protection des éléments semi-conducteurs vis-à-vis des échauffements et des surtensions. Enfin, la propriété de résonance des circuits L-C permet de réaliser des alimentations à découpage et à étage intermédiaire alternatif mettant en œuvre la commutation douce de leurs interrupteurs.

Ces composants peuvent être soumis à de sévères contraintes, la nature et la sévérité de ces contraintes dépendent de la fonction remplie par le condensateur.

Selon le type de fonction assurée par le composant et la nature des contraintes supportées, les condensateurs de puissance peuvent ainsi être classés en quatre familles : les condensateurs de filtrage, de protection, de commutation et d'accord.

II.2. LES CONDENSATEURS DE FILTRAGE

Ces condensateurs sont employés pour réduire les ondulations d'une tension unidirectionnelle, ils assurent trois fonctions de filtrage dans les convertisseurs (Fig.I.1) : le filtrage de la tension du réseau redressée (C_1), le filtrage d'entrée (C_2) et le filtrage de sortie des alimentations continues (C_3).

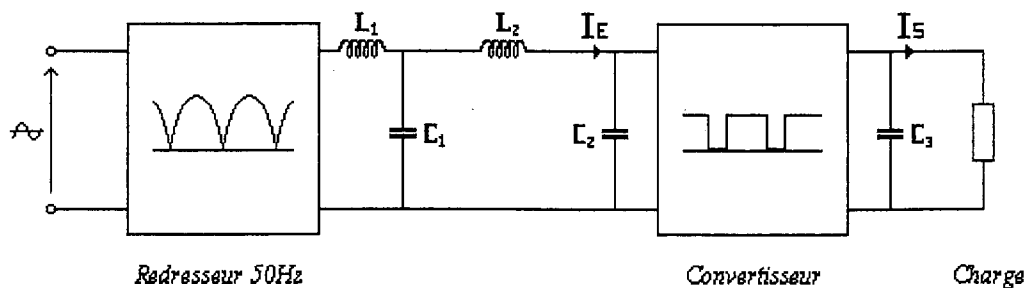


Fig.I.1. Fonctions de filtrage.

C_1 . Filtrage de la tension redressée. C_2 . Filtrage d'entrée. C_3 . Filtrage de sortie.

II.2.a. Filtrage de la tension redressée

Les convertisseurs continu-continu et continu-alternatif sont alimentés par une source de tension continue obtenue généralement à partir de la tension du réseau redressée. Pour minimiser les ondulations de la tension délivrée au convertisseur, un condensateur de filtrage est placé en parallèle à la sortie du redresseur.

Compte tenu de la faible valeur de la fréquence du signal redressé, ce filtrage nécessite des condensateurs de fortes valeurs. L'ondulation de la tension aux bornes du condensateur restant inférieure à sa valeur moyenne, les condensateurs électrolytiques possédant de fortes capacités volumiques sont généralement utilisés pour remplir cette fonction.

Pour minimiser les contraintes subies par le condensateur et améliorer la qualité du filtrage, on lui associe généralement une inductance L_1 , notamment pour les applications de forte puissance. Les contraintes supportées par le condensateur sont donc différentes selon qu'une inductance lui est associée ou non, le filtrage par un condensateur seul imposant à ce composant des fortes contraintes en courant crête et efficace [Aouda-95].

II.2.b. Filtrage d'entrée et de sortie des convertisseurs

• Filtrage d'entrée des convertisseurs continu-continu et continu-alternatif

Le filtrage d'entrée (découplage) des convertisseurs a pour but de limiter les variations de tension occasionnées par les commutations des interrupteurs en recréant localement un caractère de source de tension, et d'assurer la continuité du courant à l'entrée du convertisseur. La tension aux bornes du condensateur de découplage est unidirectionnelle, mais peut dans certains cas s'inverser.

Le condensateur est soumis à un courant de fréquence élevée (égale à la fréquence ou à un multiple de la fréquence de travail des interrupteurs) et de forte valeur efficace. La forme d'onde du courant absorbé par le condensateur de découplage dépend de la structure du convertisseur et du mode de commutation des interrupteurs, son contenu harmonique est généralement très riche, le courant présentant des di/dt élevés aux instants de commutation. Il est placé au plus près de la cellule pour limiter l'inductance de câblage provoquant des surtensions sur les interrupteurs aux instants de commutation. Cette proximité des composants actifs élève la température ambiante du condensateur qui est alors soumis à une forte contrainte thermique, compte tenu de son échauffement supplémentaire dû à la circulation d'un fort courant efficace.

Pour assurer cette fonction, le condensateur doit présenter un bon comportement en fréquence, une faible inductance série et une faible résistance série, il est généralement choisi en technologie film plastique ou céramique.

Les fonctions de filtrage de la tension redressée et de découplage de la cellule de commutation diffèrent par le rôle joué par le condensateur (l'un est chargé de filtrer la tension

redressée en amont pour délivrer une tension continue au convertisseur, l'autre d'absorber les variations de tensions occasionnées en aval par les commutations) et par les contraintes qui lui sont imposées. Il est alors possible de placer entre ces deux condensateurs une inductance L_2 de valeur judicieusement choisie pour les soumettre aux seules contraintes liées à leurs fonctions respectives (Fig.I.1) [Aouda-95]. Néanmoins, et dans la mesure du possible, il est préférable de ne conserver qu'un seul condensateur jouant le rôle de filtrage et de découplage afin d'éviter des phénomènes de résonance liés à la présence de quatre éléments réactifs.

• *Filtrage de sortie des alimentations continues*

Les condensateurs assurant cette fonction sont chargés d'absorber la composante alternative du courant de sortie des alimentations continues : alimentations à découpage ou à résonance. Ils sont soumis à des formes d'ondes en courant et des contraintes électriques identiques aux condensateurs de découplage [Mouries-95] : fréquence élevée, fort courant efficace, forts di/dt , richesse du contenu harmonique. Une forte capacité volumique, un bon comportement en fréquence, des faibles valeurs de l'inductance série et de la résistance série pour minimiser les ondulations de la tension délivrée à la charge sont les propriétés recherchées pour cette fonction, les applications basse tension-fort courant imposant les critères de choix les plus contraignants.

Les formes d'ondes en courant classiques supportées par les condensateurs de filtrage d'entrée et de sortie des convertisseurs sont présentées sur la figure I.2 [Ferrieux-95] :

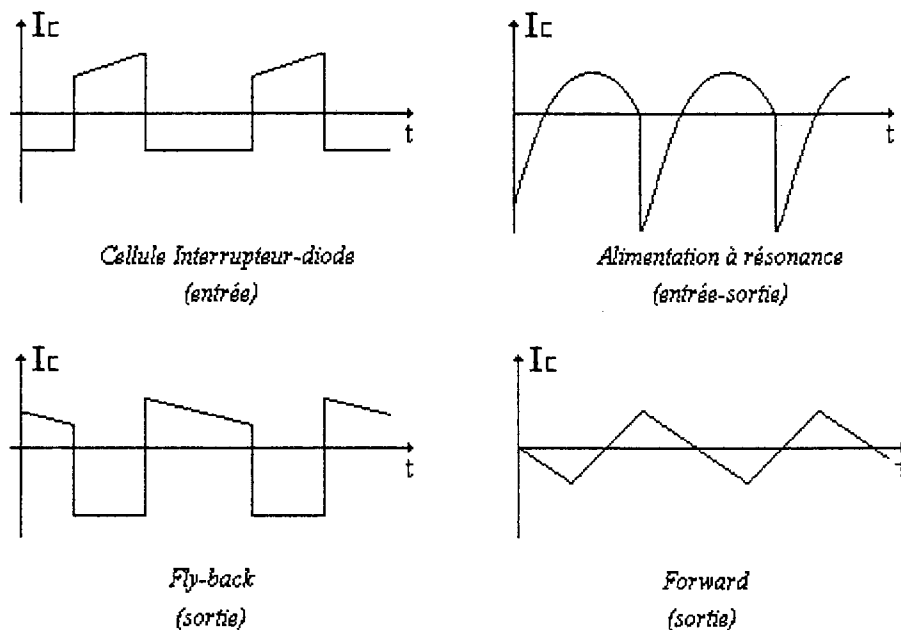


Fig.I.2. Formes d'ondes en courant supportées par les condensateurs de filtrage d'entrée et de sortie.

II.3. LES CONDENSATEURS DE PROTECTION

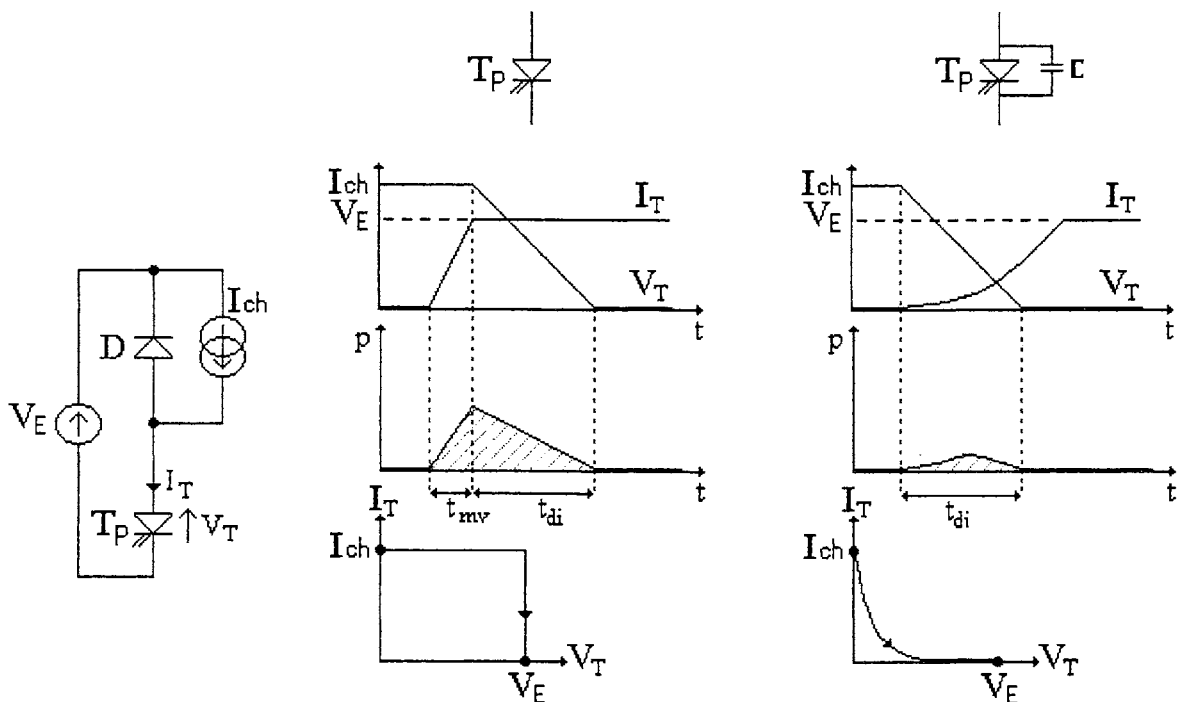
Ils assurent une protection des éléments semi-conducteurs lors des phases de blocage commandé :

- vis-à-vis des échauffements en minimisant les pertes lors de cette commutation : Circuits d'aide à la commutation (CALC) ou Snubber. Par dualité la minimisation des pertes lors d'un amorçage commandé est assurée par une inductance,
- vis-à-vis des surtensions provoquées par les inductances parasites (l'inductance de câblage ou l'inductance de fuite du transformateur dans les structures isolées) : Circuits d'écrêtage.

II.3.a. Minimisation des pertes par commutation: CALC

L'échauffement des composants semi-conducteurs résulte d'une dissipation de puissance pendant la phase de conduction et aux instants de commutations commandées (Fig.I.3.a), cette dernière étant proportionnelle à la fréquence de travail du convertisseur.

L'utilisation de Circuits d'Aide à La Commutation, construits autour de composants passifs, permet d'abaisser la valeur de la puissance perdue dans l'interrupteur lors des commutations. On considère la cellule de commutation interrupteur-diode de la figure I.3. Pour minimiser le produit $V_T \cdot I_T$ dans un interrupteur T_P pendant sa phase de blocage, un condensateur C est placé en parallèle à ses bornes, sa charge ralentit la montée de la tension V_T et déclenche la décroissance du courant I_T dès l'application de la commande de blocage (Fig.I.3.b) :



a. Sans CALC.

b. Avec un condensateur d'aide.

Fig.I.3. Interrupteur pendant la phase de blocage commandé.

• *Interrupteurs à une seule commutation commandée*

Ce type d'interrupteur ne nécessite un CALC que pour la seule commutation commandée. Les interrupteurs à blocage commandé sont munis d'un condensateur placé en parallèle ne nécessitant pas de circuit pour restituer l'énergie emmagasinée puisque l'amorçage est spontané et s'effectue donc à tension nulle. Le condensateur se trouve ainsi déchargé à l'instant de l'amorçage. Par dualité, le CALC d'un interrupteur à amorçage commandé est réalisé à l'aide d'une inductance placée en série. Ce mode de fonctionnement des interrupteurs mettant en oeuvre une commutation naturelle et une commutation commandée adoucie par un CALC est appelé commutation douce [Cheron-88].

• *Interrupteurs à deux commutations commandées*

- Le condensateur doit être déchargé lors de l'amorçage du transistor, à travers un circuit généralement dissipatif (Fig.I.4). A chaque cycle l'énergie emmagasinée par le condensateur est dissipée dans une résistance, on perd ainsi une partie de la puissance contrôlée.
- Cette décharge s'opère à travers le transistor et crée une surintensité lors de l'amorçage. La résistance R du circuit dissipatif limite la valeur de cette surintensité mais le temps de décharge du circuit RC impose une durée de conduction minimum du transistor, ce qui limite le rapport cyclique du hacheur. La valeur de cette résistance résulte donc d'un compromis entre une valeur acceptable de la surintensité à l'amorçage et une valeur limite du temps de conduction. Cette contrainte est très gênante si des fréquences de découpage élevées sont recherchées.

Pour minimiser la puissance perdue dans le CALC, on a actuellement recours à l'emploi de circuits non dissipatifs ne résolvant pas le problème lié à la décharge du condensateur [Ferrieux-94], l'utilisation de la non linéarité des condensateurs céramiques est également envisagée [Aouda-95].

Les circuits d'aide à l'amorçage construits autour d'un élément inductif présentent des défauts duaux des circuits d'aide au blocage. La dissipation de l'énergie emmagasinée dans l'inductance provoque une surtension aux bornes de l'interrupteur lors du blocage et impose une durée minimum pour la phase de roue libre. Les formes d'ondes associées au fonctionnement du hacheur série muni des deux CALC sont présentées sur la figure I.4.

La forte valeur du di/dt dans le condensateur pendant la phase de blocage de l'interrupteur provoque l'apparition d'une surtension aux bornes de ce dernier, qui est due aux inductances parasites du condensateur et du câblage (Fig.I.4). Cette surtension induit des pertes dans l'interrupteur, réduisant ainsi l'efficacité du CALC. Pour minimiser cet effet, le condensateur d'aide au blocage doit présenter une inductance série très faible et est placé au plus près de l'interrupteur. Il sera soumis, comme le condensateur de découplage, à une forte contrainte thermique due à la proximité des composants actifs, et aux pertes dans le matériau

diélectrique provoquée par l'ondulation de tension [Aouda-95]. Le régime de courant impulsionnel, soumet également les connexions internes à de fortes contraintes mécaniques et thermiques.

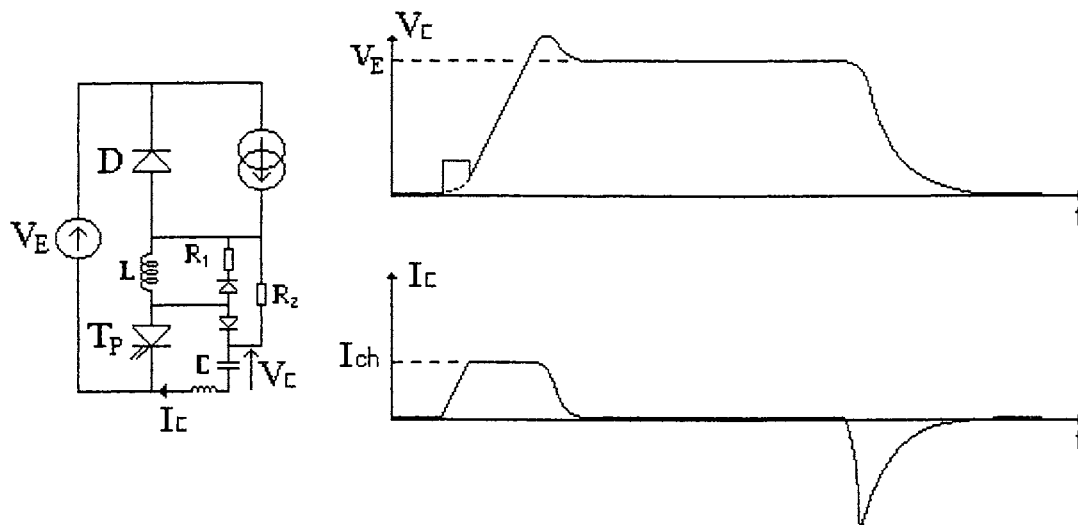


Fig.I.4. CALC. V_C et I_C pendant le blocage et l'amorçage.

II.3.b. Protection vis-à-vis des surtensions : Réseaux RCD

Lors de la phase de blocage commandé d'un interrupteur, la présence inévitable d'inductances parasites induit une surtension δV sur l'interrupteur.

Dans les structures non isolées, cette inductance parasite est due aux inductances de câblage et de connexion. Le soin apporté à la réalisation du câblage peut en réduire considérablement la valeur, et des problèmes de surtensions excessives n'apparaîtront que pour des interrupteurs rapides (di/dt élevé). Dans les structures isolées de type Fly-back ou Forward, les inductances de fuite du transformateur, de valeurs beaucoup plus élevées, provoquent des surtensions importantes au blocage, ce qui nécessite de façon quasi-générale l'emploi de circuits écrêteurs [Ferrieux-94].

Un exemple classique de circuit écrêteur utilisant la charge d'un condensateur de forte valeur comme principe limiteur de tension est représenté sur la figure I.5.

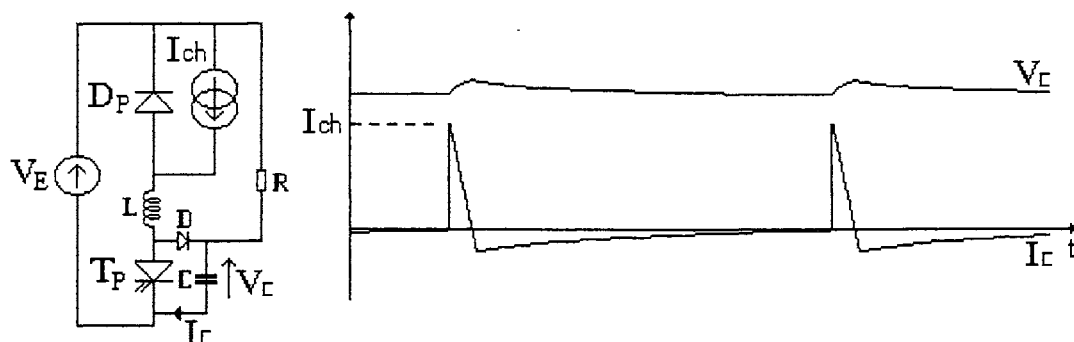


Fig.I.5. Circuit écrêteur.

La nature impulsionnelle du courant traversant le condensateur soumet ses connexions internes aux mêmes contraintes que les condensateurs d'aide au blocage. Cette application nécessitant une capacité de valeur élevée, l'ondulation de tension aux bornes du condensateur est faible et ne constitue pas une contrainte importante.

II.4. LES CONDENSATEURS DE COMMUTATION

Nous avons vu au paragraphe I.3.a. l'intérêt des techniques de commutation mettant en oeuvre des interrupteurs à une seule commutation commandée. La présence d'une commutation naturelle résout les problèmes liés à la libération de l'énergie emmagasinée par le CALC.

Pour mettre en oeuvre la commutation douce, et donc l'emploi d'interrupteurs à une seule commutation commandée dans les deux structures de hacheur et d'onduleurs MLI ne possédant pas de sources réversibles à la fréquence de travail des interrupteurs, on peut reproduire au voisinage de l'interrupteur les conditions de la commutation spontanée. Les circuits auxiliaires de commutation forcée (extinction forcée des thyristors) et quasi-résonnants, réalisés autour d'éléments réactifs, remplissent cette fonction [Foch-92].

Le principe de fonctionnement des interrupteurs quasi-résonnants repose sur la propriété d'oscillation des circuits L-C. Le circuit résonnant est constitué de l'élément d'aide à la commutation de l'interrupteur associé à son élément dual. Le premier est dimensionné pour assurer le fonctionnement du CALC indépendamment de la fonction de quasi-résonance, le second est dimensionné pour provoquer une oscillation d'amplitude suffisante pour annuler la tension ou le courant dans l'interrupteur et provoquer ainsi sa commutation naturelle.

Le principe de la dualité permet de définir quatre interrupteurs quasi-résonnants pouvant se substituer à un interrupteur bi-commandé (Fig.I.6).

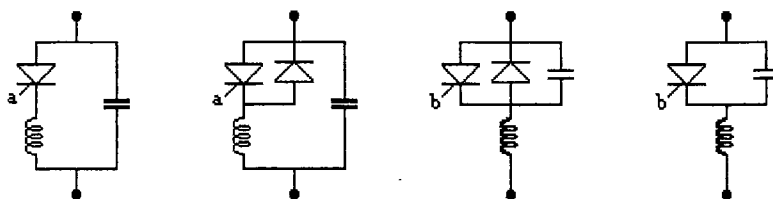


Fig.I.6. Interrupteurs duaux quasi-résonnants.

Parmi les structures de hacheurs à interrupteurs quasi-résonnants, deux catégories possèdent réellement des caractéristiques de sortie proches de celles recherchées (source de tension pour les hacheurs alimentés en tension et source de courant pour les hacheurs alimentés en courant). Ce sont les hacheurs série (dévolteurs) alimentés en tension et à amorçage

commandé (mode thyristor) et les hacheurs parallèle (survolteurs) alimentés en courant et à blocage commandé (mode thyristor dual) [Foch-92], [Ferrieux-94].

Le fonctionnement du hacheur série mettant en oeuvre un thyristor à conduction inverse quasi-résonnant est décrit par la figure I.7. La durée de conduction de l'interrupteur quasi-résonnant est déterminée par la durée de l'oscillation du circuit L-C. Le rapport cyclique, et donc la puissance transférée à la charge est réglée par la fréquence de travail de l'interrupteur.

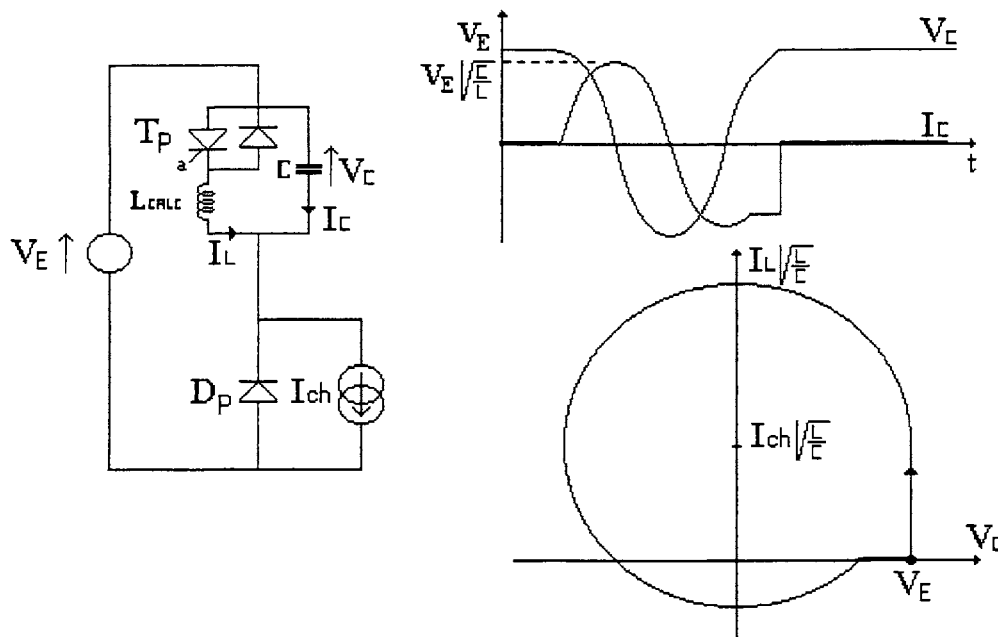


Fig.I.7. Hacheur série quasi-résonant.

La tolérance sur la valeur de la capacité est un critère déterminant pour le choix du condensateur. Sa stabilité est également recherchée, ou éventuellement un coefficient de température permettant de compenser la dérive de l'inductance.

Le condensateur est soumis à un régime d'impulsions quasi-sinusoïdales, de fréquence élevée, et à de forts courants et tensions efficaces.

II.5. LES CONDENSATEURS D'ACCORD

La propriété de résonance des circuits L-C peut être utilisée dans les convertisseurs onduleurs de tension et commutateurs de courant lorsqu'un tel circuit constitue la charge. On peut par exemple associer l'inducteur d'un dispositif de chauffage à induction ou l'enroulement statorique d'un moteur alternatif avec un condensateur.

Cette charge permet alors [Cheron-88] :

- De déphaser la tension et le courant débités par l'onduleur et ainsi remplir les conditions de la commutation naturelle des interrupteurs. La nature de cette commutation dépendra du signe de ce déphasage.

- De constituer une impédance variable avec la fréquence qui sera alors le paramètre de réglage de la puissance transférée.

Ces structures d'onduleurs résonants constituent également l'étage alternatif intermédiaire des convertisseurs continu-continu à résonance. L'association onduleur à résonance/redresseur permet de construire des alimentations continues mettant en oeuvre des interrupteurs fonctionnant en commutation douce. La structure classique d'alimentation à résonance série fonctionnant avec une fréquence de découpage supérieure à la fréquence de résonance du circuit L-C (l'ondeur fonctionne en mode thyristor dual) et les formes d'onde supportées par le condensateur d'accord sont décrites sur la figure I.8 :

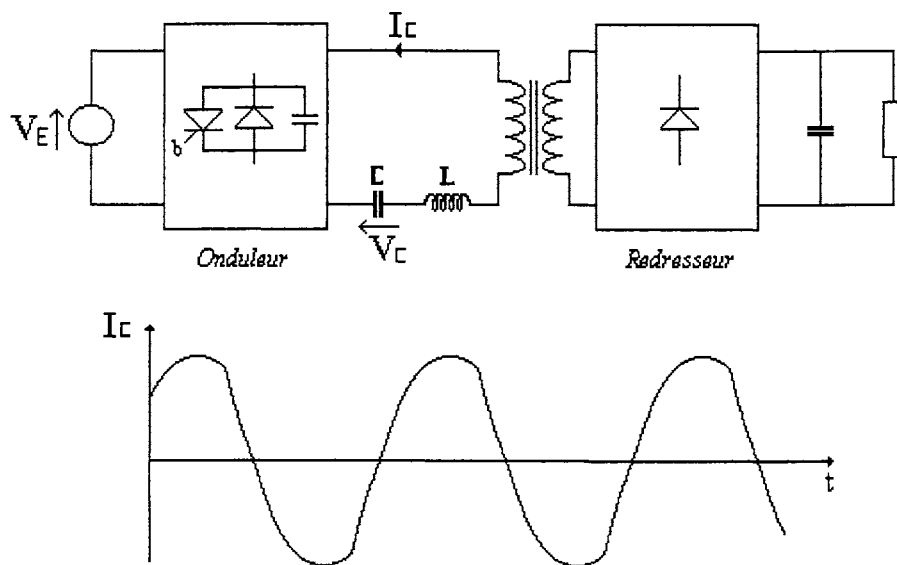


Fig.I.8. Alimentation à résonance série.

Par la nature de la fonction remplie, le condensateur d'accord est soumis à un régime quasi-sinusoïdal et doit supporter de très fortes contraintes en courant et tension efficaces. Il doit être choisi dans une technologie à très faibles pertes pour minimiser son échauffement. Comme pour les condensateurs de commutation, la tolérance sur la valeur de la capacité est très sévère.

II.6. CONCLUSION

Avec l'évolution des structures de conversion et des modes de commutation des interrupteurs, les applications des composants passifs tels que les condensateurs se sont diversifiées. En plus de la traditionnelle fonction de filtrage, les condensateurs remplissent désormais des fonctions essentielles pour la pérennité des dispositifs (protection des semi-conducteurs) mais également des fonctions indispensables pour le fonctionnement des convertisseurs (accord, quasi-résonance). Les régimes particuliers de l'électronique de puissance soumettent ces composants à des contraintes électriques et thermiques sévères, liées à la fonction remplie. La sévérité des contraintes supportées par les condensateurs s'est également accrue avec l'augmentation des puissances commutées et de la fréquence de travail des interrupteurs.

Enfin l'encombrement dû à la présence des condensateurs reste un problème majeur dans les convertisseurs statiques, d'autant que la miniaturisation des dispositifs est l'un des axes de recherche actuels en électronique de puissance. L'augmentation des capacités volumiques est un souci permanent des fabricants de condensateurs, et notamment pour les condensateurs bobinés à diélectrique plastique, dont les volumes importants constituent le principal obstacle au remplacement des condensateurs électrolytiques par cette technologie.

III. TECHNOLOGIES DES CONDENSATEURS A FILMS PLASTIQUES

III.1. INTRODUCTION

Hormis une permittivité généralement assez faible, les polymères présentent des propriétés diélectriques intéressantes les prédisposant à entrer dans la fabrication des condensateurs : une rigidité diélectrique très élevée (1 à 9MV/cm), des valeurs du facteur de dissipation faibles (10^{-4} à 5.10^{-3}) et une excellente stabilité de la permittivité avec la fréquence, la tension et la température. Le principal inconvénient de cette technologie par rapport aux condensateurs céramiques et électrolytiques est la faiblesse des capacités volumiques obtenues.

La fabrication de condensateurs tout film et notamment à films métallisés et l'utilisation du polypropylène comme matériau diélectrique constituent les progrès les plus significatifs réalisés dans cette technologie pour les applications en basses tensions (inférieures à $400V_{eff}$).

Pour les applications en moyennes et hautes tensions, l'apparition de films de polypropylène rugueux a permis d'augmenter fortement le champ électrique dans le diélectrique et d'imprégner des condensateurs tout film sans avoir recours à l'insertion de papier [Shaw-81].

III.2. LES MATERIAUX UTILISES

Les principaux polymères utilisés pour la fabrication de condensateurs sont le polypropylène, le polyéthylène téréphtalate (polyester ou mylar®), et le polycarbonate [Besson-90], [Lavene-92]. Le polystyrène est employé plus rarement, compte tenu de la faible valeur de sa température de ramollissement ($\approx 80^{\circ}C$), qui de plus n'autorise pas la métallisation de ses films. D'autres polymères sont également utilisés pour des applications spéciales : le téflon ou le polysulfone pour des applications en hautes températures, le fluorure de polyvinylidène (PVDF) pour sa permittivité élevée [White-85].

Les polymères sont classés dans la catégorie des matériaux polaires ou non polaires suivant que leur structure chimique comprend ou non des groupements possédant un dipôle permanent. Cette distinction reflète également des différences entre les propriétés diélectriques des polymères, notamment la valeur et l'évolution de la permittivité et du facteur de dissipation avec la température et la fréquence. Le polycarbonate et le polyéthylène téréphtalate sont des matériaux polaires caractérisés par une permittivité et un facteur de dissipation sensiblement plus élevés que le polypropylène, ou le polystyrène. En réalité, ces deux derniers polymères possèdent également des dipôles permanents, mais suffisamment faibles pour qu'ils se comportent et soient considérés comme des matériaux non polaires [Curtis-62], [Curtis-60].

III.2.a. Le polypropylène (PP)

Principales caractéristiques [Besson-90], [Blanchard-88] :

- Permittivité relative : 2,2.
- Facteur de dissipation (ordre de grandeur à 1kHz, température ambiante) : $1 \text{ à } 3 \cdot 10^{-4}$.
- Rigidité diélectrique : $2 \text{ à } 4 \cdot 10^8 \text{ V/m}$.
- Température maximum d'utilisation : $85 \text{ à } 105^\circ\text{C}$.
- Coefficient de température de la capacité : $-50 \text{ à } -250 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

Le polypropylène est le polymère le plus utilisé pour la fabrication de condensateurs bobinés, pour son très faible facteur de dissipation, sa rigidité élevée, l'excellente stabilité de sa permittivité avec la fréquence, et sa faible densité [White-85]. De plus, la bonne stabilité de sa permittivité avec la température pour des températures usuelles de fonctionnement ($\leq 100^\circ\text{C}$) fait de ce matériau un excellent candidat pour les applications en électronique de puissance [Kang-74]. Les films peuvent être métallisés et obtenus avec une surface très rugueuse permettant l'imprégnation de condensateurs tout film, mais ne peuvent pas être fabriqués avec des très faibles épaisseurs (l'épaisseur des films de polypropylène est généralement comprise entre 4 et $25\mu\text{m}$), ce qui limite les valeurs de capacités volumiques obtenues, compte tenu de la faible valeur de la permittivité.

III.2.b. Le polycarbonate (PC)

Principales caractéristiques [Besson-90], [Blanchard-88] :

- Permittivité relative : 2,9.
- Facteur de dissipation (ordre de grandeur à 1kHz, température ambiante) : 10^{-3} .
- Rigidité diélectrique : $1,5 \text{ à } 2 \cdot 10^8 \text{ V/m}$.
- Température maximum d'utilisation : 125°C .
- Coefficient de température de la capacité : $\pm 75 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$.

Par sa structure polaire (groupement C=O), le polycarbonate présente un facteur de dissipation supérieur à celui du polypropylène, mais il peut en contrepartie être utilisé à des températures plus élevées. Il possède la permittivité la plus stable en température.

Les films de polycarbonate peuvent être métallisés, et obtenus avec des épaisseurs faibles (jusqu'à $1,5\mu\text{m}$). Compte tenu de la valeur de sa permittivité, on peut avec ce matériau fabriquer des condensateurs à diélectrique plastique possédant des capacités volumiques relativement élevées (ce qui atténue le principal inconvénient de cette technologie) et d'excellentes propriétés électriques, pouvant remplacer avantageusement les condensateurs électrolytiques pour certaines applications de filtrage [Yen-92].

III.2.c. Le polyéthylène téréphthalate (PET)

Principales caractéristiques [Besson-90], [Blanchard-88] :

- Permittivité relative : 3,2.
- Facteur de dissipation (ordre de grandeur à 1kHz, température ambiante) : 5.10^{-3} .
- Rigidité diélectrique : 1,5 à 3.10^8 V/m.
- Température maximum d'utilisation : 85 à 125°C.
- Coefficient de température de la capacité : +300ppm/°C, hausse brutale à partir de 80°C.

Le principal atout de ce diélectrique est la possibilité de l'obtenir sous la forme de films très minces (jusqu'à 0,9µm d'épaisseur) et métallisables. Parmi les polymères les plus couramment utilisés, c'est celui qui permet d'obtenir les capacités volumiques les plus élevées, mais au détriment d'une mauvaise stabilité de la capacité en fréquence et en température, et d'un facteur de dissipation élevé [Lavene-92].

III.3. LES DIFFERENTES TECHNOLOGIES DE BOBINAGES

Le développement des condensateurs secs tout film se substituant à la technologie polymère - papier, et surtout l'apparition des condensateurs à films métallisés ont permis d'améliorer les caractéristiques des condensateurs bobinés. Toutefois, les décharges partielles en bords d'électrodes se déclenchant pour des faibles valeurs du champ électrique (cf. paragraphe IV), cette technologie des condensateurs secs est réservée aux applications basses tensions. Pour les applications en moyennes et hautes tensions, il est nécessaire d'imprégner le condensateur par un liquide diélectrique. Le papier est généralement utilisé comme support au liquide imprégnant, les médiocres propriétés du papier réduisent alors les qualités du condensateur. Pour éviter d'insérer des feuilles de papier entre les électrodes, deux solutions sont désormais utilisées en moyennes et hautes tensions : la technologie papier métallisé - polymère et la technologie tout film imprégné utilisant des films rugueux. Actuellement, les condensateurs à films métallisés ne peuvent pas être imprégnés, la métallisation ne supportant pas le gonflement du film suite à son imprégnation.

III.3.a. Les condensateurs secs

Les technologies les plus courantes de condensateurs tout film secs sont représentées sur la figure I.9. Elles diffèrent par la nature des électrodes utilisées (armatures ou électrodes métallisées) et le mode de connexion de ces électrodes.

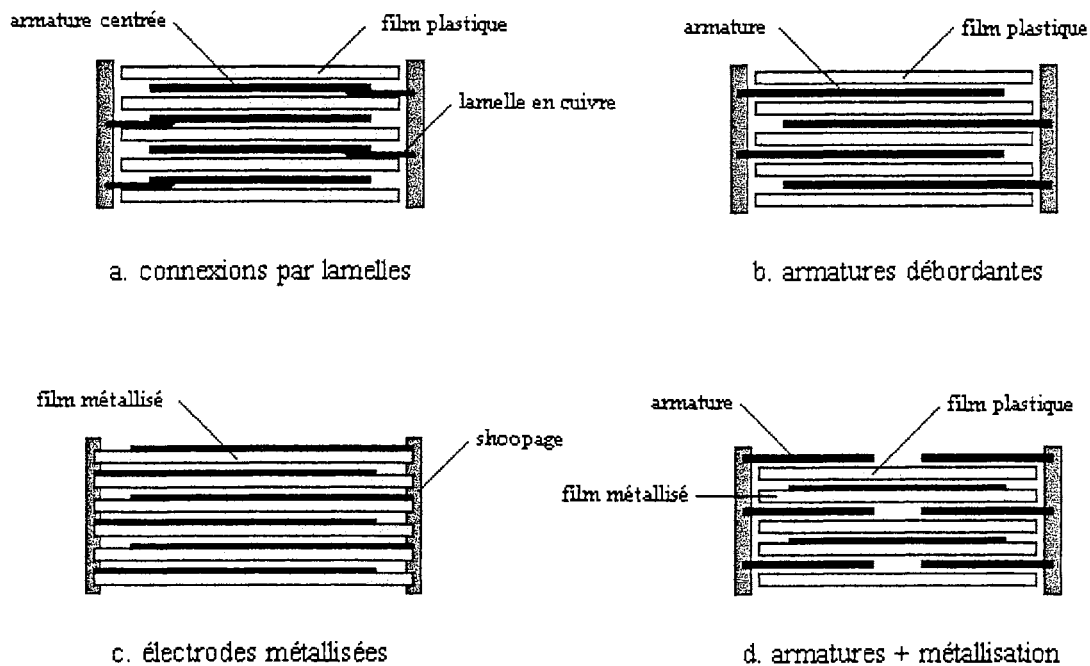


Fig.I.9. Technologies des condensateurs tout film secs.

• *Armatures centrées - connexions par lamelles (Fig.I.9.a)*

Les armatures en aluminium de 5 à 10 μ m sont centrées et les connexions extérieures sont alors réalisées en insérant des lamelles de cuivre au cours du bobinage. Les petites dimensions de ces lamelles n'autorisent pas la circulation de forts courants dans ce type de condensateur, qui présente une résistance série et une inductance série élevées [Mouries-95], [Warren-86].

• *Armatures débordantes (Fig.I.9.b)*

Les armatures constituées de deux rubans d'aluminium sont décalées et débordent de part et d'autre du film, on peut ainsi directement souder à leurs extrémités les amenées de tension. L'épaisseur des électrodes, le mode de connexion, et la très faible résistance série de ce type de condensateurs permet leur emploi sous des régimes de forts courants [Mouries-95]. De plus la présence d'électrodes d'épaisseur importante en aluminium (possédant une bonne conductivité thermique), facilite l'évacuation de la chaleur dissipée dans le condensateur.

• *Condensateurs à films métallisés (Fig.I.9.c)*

Les films métallisés sont obtenus par évaporation d'une fine couche d'aluminium sur le film plastique, l'épaisseur de ce dépôt métallique est généralement compris entre 20 et 50nm. La connexion des électrodes est effectuée par pulvérisation de particules métalliques en fusion

(généralement aluminium ou zinc) aux extrémités du bobinage. Ce procédé est appelé le shoopage.

A l'exception du polystyrène, tous les polymères utilisés pour la fabrication de condensateurs peuvent être métallisés. Ils présentent la propriété d'autocicatrisation : si au cours du fonctionnement, un claquage se produit, dû à un défaut du film, l'énergie libérée par la décharge vaporise une partie de l'électrode située autour du défaut. La partie endommagée du film est ainsi isolée et le condensateur reste opérationnel.

La très faible épaisseur de la métallisation, et sa résistivité supérieure à celle du métal correspondant [Thompson-85] augmente la résistance série de ce type de condensateur. Les connexions au niveau du shoopage étant fragiles, cette technologie ne peut être utilisée que pour des applications à faibles courants efficaces ou impulsionnels [Warren-86]. Elle permet par contre d'obtenir des valeurs de capacités volumiques plus élevées que les autres technologies de condensateurs secs. Certains films métallisés sont renforcés à l'extrémité connectée au shoopage pour les applications nécessitant des fortes capacités volumiques et une bonne tenue en courant crête.

- *Technologie mixte armatures et métallisation (Fig.I.9.d)*

Les électrodes sont constituées de deux rubans d'aluminium placés en vis-à-vis, et sont bobinées avec un film de polymère et un film métallisé. Les condensateurs réalisés selon ce principe possèdent à la fois des contacts avec les électrodes robustes, autorisant l'utilisation sous des courants plus importants que les condensateurs métallisés, et la propriété d'autocicatrisation. La métallisation centrée constitue un point milieu entre deux capacités mises en série : la capacité entre une électrode et la métallisation et la capacité entre cette dernière et l'autre électrode. Il en résulte, pour une même surface utile et une même épaisseur de diélectrique que les autres technologies, une capacité totale divisée par 4. Ces condensateurs présentent alors des capacités volumiques particulièrement faibles.

III.3.b. Les condensateurs imprégnés

Pour les applications moyennes et hautes tensions, les condensateurs sont imprégnés par un liquide diélectrique possédant une rigidité bien supérieure à celle de l'air, ce qui élève le seuil d'apparition des décharges partielles, et donc la tenue en tension du condensateur.

Le développement des films plastiques tend à faire disparaître les condensateurs au papier imprégné, le papier ne constituant qu'un support pour le liquide et présentant des propriétés diélectriques médiocres. Les trois technologies de condensateurs imprégnés les plus utilisées pour les applications moyennes et hautes tensions sont les condensateurs à diélectrique mixte papier - film, les condensateurs au papier métallisé - film, et les condensateurs tout film. Ces technologies sont décrites sur la figure I.10.

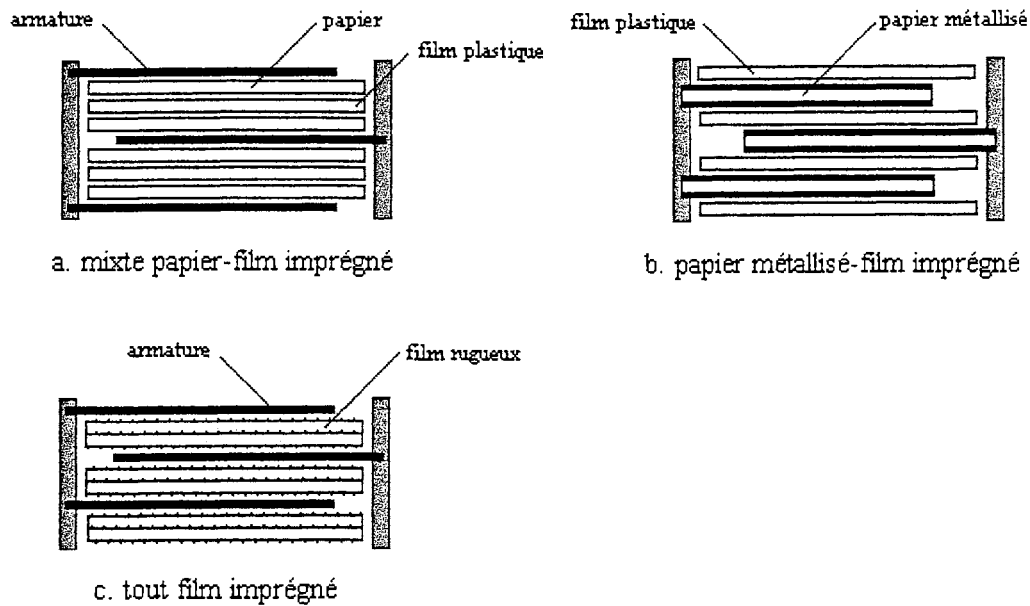


Fig.I.10. Technologies des condensateurs imprégnés.

• *Diélectrique mixte imprégné (Fig.I.10.a)*

Ces condensateurs sont bobinés en intercalant une feuille de papier servant de support au liquide d'imprégnation entre chaque électrode et le film plastique. Les armatures sont débordantes ou connectées par lamelles. Malgré des caractéristiques altérées par la présence de papier entre les électrodes, et notamment un facteur de dissipation élevé et des valeurs réduites de capacités volumiques, ce type de condensateur est encore couramment utilisé pour son faible coût de fabrication.

• *Papier métallisé - film (Fig.I.10.b)*

Cette technologie permet de résoudre le problème posé par la présence de papier entre les électrodes. Les feuilles de papier sont métallisées sur les deux faces et constituent à la fois les électrodes et le support au liquide d'imprégnation. Ces condensateurs présentent alors d'excellentes caractéristiques électriques qui ne dépendent que de l'association film - liquide utilisée [Mouriès-95]. L'utilisation de feuilles de papier métallisées dote ce type de condensateur de la propriété d'autocicatrisation, mais limite son emploi en courant.

• *Tout film imprégné (Fig.I.10.c)*

La fabrication de films de polypropylène très rugueux, absorbant le liquide d'imprégnation, rend désormais possible la fabrication de condensateurs tout film imprégné [Courtet-85], [Shaw-81]. Le bobinage de ces condensateurs est identique à celui des condensateurs secs à armatures débordantes ; deux films de polypropylène rugueux sont généralement bobinés ensemble pour supporter des tensions plus élevées. Comme pour la technologie papier

métallisé - film, ces condensateurs possèdent d'excellentes caractéristiques électriques, mais les capacités volumiques obtenues sont plus importantes.

III.4. CONCLUSION

L'introduction des matériaux plastiques, et notamment du polypropylène, a entraîné des progrès significatifs de la technologie des condensateurs bobinés, lesquels présentent désormais d'excellentes caractéristiques électriques. D'une manière générale, l'évolution de la technologie réside dans le remplacement des matériaux naturels entrant dans la constitution des condensateurs par des matériaux de synthèse : Les matériaux plastiques ont remplacé le papier, les huiles synthétiques sont de plus en plus couramment utilisées pour l'imprégnation. Les faibles valeurs de capacités volumiques constituent toujours un handicap de cette technologie vis-à-vis des condensateurs électrolytiques et céramiques.

La permittivité relative d'un matériau diélectrique dépend fortement du caractère polaire de sa structure moléculaire. Ainsi, les matériaux possédant une permittivité élevée présentent généralement un fort moment dipolaire permanent, ce qui induit des pertes importantes et une mauvaise stabilité de la capacité avec la fréquence. Il semble donc extrêmement difficile de réunir toutes les propriétés recherchées dans un même condensateur. De bonnes caractéristiques électriques sont dues à la structure faiblement polaire des polymères utilisés, et ne peuvent être obtenues qu'au prix d'une permittivité relative faible.

Toutefois, la capacité d'un condensateur dépend également de l'épaisseur du diélectrique. Or la rigidité diélectrique des polymères est très élevée et ne constitue pas un obstacle à l'utilisation de films très minces. Nous verrons d'ailleurs dans le paragraphe suivant que la tension nominale des condensateurs bobinés est limitée par le phénomène de décharges partielles et non par la valeur du champ électrique dans le matériau diélectrique, qui est très inférieure à la rigidité de ce dernier. La fabrication de condensateurs bobinés à fortes capacités volumiques est limitée par la difficulté de réaliser et de bobiner des films plastiques très minces. Actuellement, seuls les films de polycarbonate et de polyéthylène téréphtalate peuvent être obtenus avec des épaisseurs très faibles (de 1 à 1,5 μm). Une réduction semblable de l'épaisseur des films de polypropylène permettrait de réaliser des condensateurs réunissant les propriétés électriques de ce matériau et des capacités volumiques importantes.

Enfin, de nombreux travaux visant à améliorer les propriétés de cette technologie sont en cours, ouvrant de nouvelles perspectives :

- L'utilisation de films métallisés imprégnés [Sassoulas-96] permettrait de remplacer définitivement le papier pour les applications moyennes et hautes tensions, et d'obtenir des condensateurs imprégnés autocicatrisables et de capacités volumiques réduites.
- Le remplacement des électrodes métallisées par des électrodes en carbone ou en polymère conducteur [Gouton-92] améliorerait la qualité de l'interface électrode - polymère.
- La minimisation de l'inductance série des condensateurs bobinés par la recherche de connexions optimales [Vetter-91].

IV. INFLUENCE DES CONTRAINTES ELECTRIQUE ET THERMIQUE

IV.1. INTRODUCTION

Lorsqu'un matériau diélectrique est soumis à un champ électrique, la rupture (ou claquage) de l'isolation, c'est à dire l'apparition d'un chemin conducteur dans le matériau, intervient après un temps plus ou moins long suivant la valeur du champ (et de la nature du matériau, la géométrie des électrodes, la forme de l'onde de tension). Pour des valeurs élevées du champ, les temps de rupture sont courts (inférieurs à la seconde) et on parle alors de rupture à court terme [Laurent-85]. La valeur limite du champ occasionnant une rupture à court terme définit la rigidité diélectrique d'un échantillon. Parmi les différentes familles de diélectriques, les polymères présentent les plus fortes valeurs de rigidité (de 1 à 9MV/cm) [Ieda-80]. Elle dépend d'un certain nombre de facteurs liés à leur structure chimique : la masse moléculaire (liée à la longueur des chaînes), la présence de groupements polaires, le degré de cristallinité, et de paramètres géométriques : la rigidité croît lorsque l'épaisseur des films décroît [Ieda-80]. Enfin, la température est un paramètre très important puisque la rigidité de tous les polymères baisse rapidement à partir d'une température critique T_C , dont la valeur dépend du matériau considéré, mais reste inférieure à 120°C pour l'ensemble des polymères [Ieda-80].

Pour des valeurs de champ plus faibles, le phénomène de rupture du diélectrique a lieu après un temps beaucoup plus long, et est lié au processus de vieillissement du matériau, c'est-à-dire la variation de ses propriétés avec le temps d'utilisation sous diverses contraintes. Il n'est pas possible de prévoir au bout de combien de temps se produit le claquage d'un matériau utilisé sous des conditions données. Il s'agit d'un phénomène statistique et on peut tout au plus calculer la probabilité pour que la rupture se produise sous ces conditions et après un temps t à l'aide de la statistique de Weibull [Jonscher-84].

Aussi, l'étude du vieillissement des matériaux diélectriques soumis à diverses contraintes a pour objectif de déterminer les lois de variation d'une propriété donnée P du matériau avec la durée d'utilisation sous ces contraintes. La durée de vie du matériau n'est plus considérée comme le temps au bout duquel se produit la rupture, mais au bout duquel la propriété étudiée atteint une valeur P_0 .

L'évolution à long terme des propriétés des condensateurs à diélectriques plastiques résulte de mécanismes physico-chimiques dont certains sont désormais clairement identifiés. Nous nous intéresserons aux principaux mécanismes provoqués par l'application d'une contrainte électrique et à la dégradation chimique, qui est très fortement influencée par la température de fonctionnement des condensateurs.

IV.2. VIEILLISSEMENT SOUS L'ACTION D'UNE CONTRAINTE ELECTRIQUE

IV.2.a. Décharges partielles

L'apparition de décharges partielles en bord d'armature est la principale cause de dégradation des condensateurs secs. Ce phénomène est dû au renforcement du champ électrique à l'extrémité des électrodes métalliques (effet du rayon de courbure), créant ainsi les conditions d'apparition de décharges dans l'air. La valeur du champ en bord d'électrode peut être estimée à partir de la valeur de la tension appliquée entre les électrodes et de la géométrie du bobinage pour les condensateurs à armatures [Krasucki-67] :

$$E \approx \frac{V}{D} \sqrt{\frac{D}{A}} \quad (I.1)$$

où V est la tension efficace appliquée au condensateur, D et A représentent respectivement l'épaisseur du film plastique et l'épaisseur de l'électrode (le terme V/D représente la valeur du champ uniforme dans le matériau diélectrique). Une étude menée au L.E.M.D. a permis d'observer des décharges en bord d'armatures de 12µm d'épaisseur, sur un film de polypropylène de 27µm d'épaisseur et pour une tension alternative de 550V_{eff}, correspondant à un champ E en bord d'armature de 30kV/mm, et un champ V/D dans le diélectrique de 20kV/mm [Hammal-96]. Cette très faible valeur du champ comparée à la rigidité du film montre l'importance de ce phénomène dans les condensateurs secs et les limitations en tension d'utilisation qu'il impose.

L'échauffement local, les réactions chimiques du film avec les gaz formés au cours des décharges, et les dégradations physiques subies par le film ont pour conséquence l'abaissement de la rigidité diélectrique de cette partie du film, aboutissant avec le temps au claquage du matériau.

IV.2.b. Effet des impulsions de courant dans les condensateurs métallisés

Les courants impulsionsnels ont pour effet de fragiliser le contact électrique entre les électrodes et le shoopage des condensateurs métallisés, ce qui augmente la valeur de la résistance série et peut aller jusqu'à la déconnexion totale du shoopage. D'après l'étude menée par Nucci et al [Nucci-91], le facteur déterminant de cette contrainte semble être la valeur crête du courant, et non l'énergie de l'impulsion (traditionnellement désignée par le terme I²t), ce qui indique que les efforts mécaniques jouent dans le processus de rupture du contact un rôle majeur vis-à-vis de l'échauffement.

IV.3. DEGRADATION CHIMIQUE

IV.3.a. Dépolymérisation du matériau

Le processus de dépolymérisation (rupture des chaînes) est initié en grande partie par la formation de radicaux libres R^\bullet . L'oxygène joue alors un rôle très actif en réagissant sur les radicaux, donnant successivement ROO^\bullet puis des hydroperoxydes $R-OOH$. Ces derniers se dissocient facilement en deux radicaux RO^\bullet et OH^\bullet très réactifs, favorisant la propagation du processus de dépolymérisation [Grassie-72].

La dépolymérisation du matériau a pour effet d'abaisser la rigidité diélectrique du film, cette propriété étant liée à la masse moléculaire du polymère, et donc à la longueur des chaînes.

IV.3.b. Oxydation des électrodes métallisées

L'oxydation des électrodes des condensateurs métallisés se traduit par la transformation de l'aluminium en alumine qui est un isolant. Elle a pour conséquence une baisse de la capacité et l'augmentation de la résistance série. Cette action de l'oxygène est d'autant plus marquée que l'épaisseur de la métallisation est faible [Shaw-81]. L'épaisseur des électrodes métallisées doit donc résulter d'un compromis puisque l'autocicatrisation est au contraire facilitée par des faibles épaisseurs de la métallisation.

IV.4. ESTIMATION DE LA DUREE DE VIE SOUS CONTRAINTES

Comme nous l'avons vu précédemment, la notion de durée de vie d'un condensateur peut être en rapport avec la rupture du matériau diélectrique ou avec une valeur P_0 atteinte par une propriété P du composant. Si la première approche doit être traitée de façon statistique, la seconde peut être traitée de façon déterministe par la recherche de lois de variation $C(t)$ liant la valeur d'une contrainte C et le temps t au bout duquel la valeur P_0 est atteinte [Fallou-85]. Deux paramètres permettent de caractériser de façon pratique l'état de vieillissement d'un condensateur : la valeur de la capacité qui décroît et le facteur de dissipation (ou la résistance série) qui augmente avec la durée d'utilisation [Nagamani-92]. Le critère de fin de vie du condensateur pourra ainsi être choisi comme la diminution d'un certain pourcentage de la capacité par rapport à sa valeur initiale, ou la multiplication par un certain facteur du terme représentant les pertes.

IV.4.a. Contrainte thermique seule

Le vieillissement du matériau isolant sous l'action de la contrainte thermique est associé au processus de dégradation chimique dont la vitesse varie avec la température selon une loi de type loi d'Arrhénius [Fallou-85] :

$$\log v = -\frac{k}{T} + \lambda \quad , k \text{ et } \lambda \text{ constantes} \quad (\text{I.2})$$

Le temps t nécessaire pour que la propriété P atteigne la valeur P_0 sous une température T , est alors donné par une relation du type [Fallou-85], [Cygan-89] :

$$\log t = \frac{A}{T} + B \quad , A \text{ et } B \text{ constantes} \quad (\text{I.3})$$

IV.4.b. Contrainte électrique seule

Contrairement à l'influence du vieillissement thermique, les lois traduisant l'évolution des propriétés des matériaux isolants sous l'action d'un champ électrique donné E ne rendent compte que d'observations expérimentales et ne se réfèrent à aucune théorie [Fallou-85]. Sur la base de résultats expérimentaux, deux lois empiriques ont été proposées :

- La loi de la puissance inverse [Simoni-84] :

$$t = kE^{-n} \quad , k \text{ et } n \text{ constantes} \quad (\text{I.4})$$

Cette loi ne repose sur aucune théorie physique, mais semble décrire correctement le vieillissement observé lors d'études expérimentales [Cygan-89], [Aouda-95].

- La loi exponentielle [Fallou-85] :

$$t = ke^{-h(E-E_0)} \quad , k \text{ et } h \text{ constantes} \quad (\text{I.5})$$

Cette seconde loi traduit l'existence d'un seuil E_0 en dessous duquel aucune dégradation due au champ n 'est observée.

IV.4.c. Contrainte électrique et thermique conjuguées

L'expression de la durée de vie du condensateur sous les contraintes électriques et thermique conjuguées est une combinaison des lois exprimant la durée de vie sous la seule contrainte thermique et sous la seule contrainte électrique. On retrouve ainsi une description du vieillissement utilisant la loi de la puissance inverse pour l'action du champ électrique [Simoni-84], [Ranu-85] :

$$t = t_0 \cdot e^{-B\left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T}\right)} \left(E/E_0\right)^{-n+b\left(\frac{1}{T_0} - \frac{1}{T}\right)} \quad , B, n, b \text{ constantes} \quad (\text{I.6})$$

où t_0 est la durée de vie à la température ambiante T_0 , sous le champ E_0 défini comme la valeur seuil en dessous de laquelle le vieillissement sous l'action d'un champ électrique est inexistant (et ne dépend que de la contrainte thermique).

En utilisant la loi exponentielle pour l'action du champ électrique, on obtient pour expression de la durée de vie [Fallou-85] :

$$t = e^{\left(a+bE+\frac{c+dE}{T}\right)}, \quad a, b, c, d \text{ constantes} \quad (I.7)$$

Les valeurs des constantes a , b , c et d dépendent de l'importance relative de chacune des deux contraintes.

Il est à noter que la dégradation sous l'effet des deux contraintes conjuguées est plus importante que l'estimation que l'on pourrait en faire à partir des dégradations observées pour chacune des deux contraintes considérées séparément [Fallou-85]. Enfin, ces expressions empiriques ont été proposées pour décrire certaines observations expérimentales et ne peuvent être généralisées à l'ensemble des matériaux ou des types de contraintes rencontrées.

IV.5. CONCLUSION

Si certains mécanismes de dégradation des matériaux isolants soumis à des contraintes électriques et thermiques sont désormais clairement identifiés, leur influence à long terme sur le vieillissement des condensateurs reste un sujet de recherche d'actualité. Elle dépend de nombreux paramètres liés à ces contraintes (comme la forme d'onde ou la fréquence du régime électrique) mais également au condensateur considéré (nature du matériau diélectrique et du liquide d'imprégnation, géométrie et nature des électrodes...), et l'estimation de la durée de vie d'un matériel soumis à des contraintes données reste difficilement réalisable sans une étude expérimentale préalable et spécifique. Pour ce type d'étude, l'augmentation des pertes dans le condensateur avec le temps est un paramètre très représentatif de son vieillissement.

L'évolution actuelle des condensateurs et de leurs applications tend à faire croître leur température d'utilisation, les valeurs du champ électrique supporté en fonctionnement nominal, et les capacités volumiques de ces composants. L'utilisation optimale des condensateurs nécessite alors la prise en compte du vieillissement, et résulte d'un compromis entre l'énergie volumique mise en jeu (générant des pertes et donc un échauffement) et la durée de vie du composant.

V. CONCLUSION

L'évolution des convertisseurs statiques a entraîné la diversification des applications des condensateurs de puissance et des contraintes qu'ils sont amenés à subir. Le choix d'un composant pour une application donnée nécessite alors une bonne connaissance de ces contraintes, ainsi que des propriétés des différentes technologies de condensateurs.

Les condensateurs bobinés à diélectrique plastique présentent d'excellentes propriétés électriques pour des coûts modérés (grâce au développement de l'industrie des plastiques) et sont généralement utilisés pour les applications ne nécessitant pas de très grandes valeurs de capacités volumiques. La fabrication de films métallisés, de faible épaisseur et l'imprégnation de condensateurs tout film a permis de réduire considérablement le volume de ces condensateurs qui peuvent désormais remplacer les condensateurs électrolytiques pour les applications de filtrage haute fréquence.

Pour une application donnée, la connaissance a priori de la température que le condensateur sera amené à supporter (ceci pour différentes technologies) est également un facteur déterminant pour le choix d'une technologie. Elle doit permettre de choisir un composant apte à supporter cette contrainte, mais également d'estimer sa durée de vie. Pour cela, il est nécessaire de disposer de données précises sur la nature et la valeur des pertes dans les condensateurs soumis à un régime sinusoïdal, mais également d'être capable d'estimer la puissance dissipée lorsqu'ils sont soumis au régime non sinusoïdal correspondant à l'application considérée.

La mesure des pertes dans les condensateurs en régime sinusoïdal, leur représentation, et le calcul de la puissance dissipée en régime non sinusoïdal constituent les trois volets de l'étude que nous avons menée. Cette étude est présentée dans la suite, après un chapitre II consacré aux moyens actuellement utilisés pour mener à bien chacune de ces trois composantes essentielles pour déterminer la contrainte thermique supportée par les condensateurs de puissance.

- CHAPITRE II -

**LA CARACTERISATION DES PERTES
DANS LES CONDENSATEURS BOBINES**

I. INTRODUCTION

Dans un condensateur parfait soumis à un régime sinusoïdal, le courant $i(t)$ et la tension $u(t)$ à ses bornes sont déphasés de $\pi/2$. Le produit $u(t).i(t)$ est à valeur moyenne nulle sur une période, la puissance active dissipée est donc nulle. En réalité, plusieurs phénomènes sont à l'origine d'une dissipation d'énergie dans un condensateur réel. On distingue [Price-81] :

- Les pertes dans le matériau diélectrique.
- Les pertes de nature ohmique dans les parties métalliques du condensateur : connexions, shoopage, armatures ou métallisation.

Dans les deux cas l'énergie est dissipée sous forme calorifique, ce qui se traduit naturellement par un échauffement du composant par rapport à la température ambiante, la valeur de la température au point le plus chaud du condensateur constituant la contrainte thermique supportée par le composant.

En régime sinusoïdal, les pertes dans les condensateurs sont représentées par le facteur de dissipation $\tan\delta$ se rapportant au déphasage réel ($\pi/2-\delta$) entre $u(t)$ et $i(t)$, ou par un élément résistif placé en série (ESR) ou en parallèle sur une capacité idéale si l'on modélise le condensateur par un circuit équivalent. Ces deux représentations sont équivalentes pour une fréquence donnée et la puissance dissipée dans un condensateur s'exprime simplement à l'aide de l'une ou l'autre.

A partir du circuit élémentaire associant une résistance en série ou en parallèle avec une capacité idéale, un certain nombre de modèles ont été construits pour faire la distinction entre les pertes de natures différentes et pour tenter de rendre compte de la variation des paramètres caractérisant les pertes ($\tan\delta$ ou ESR) avec la fréquence. Ces modèles seront présentés dans le paragraphe II.

En régime non sinusoïdal, le contenu harmonique d'une forme d'onde, c'est-à-dire la superposition de plusieurs signaux de fréquences différentes rend impossible la représentation des pertes par un facteur de dissipation ou par une résistance. Il est nécessaire de calculer les pertes pour chaque forme d'onde considérée par l'analyse de Fourier du signal, les pertes sont alors exprimées comme la somme des puissances dissipées à chaque harmonique. D'autres méthodes simplifiées permettant une estimation rapide des pertes en régime non sinusoïdal ont été proposées, elles seront présentées dans le troisième paragraphe.

Toutes les méthodes de calcul des pertes en régime non sinusoïdal nécessitent une caractérisation préalable des paramètres $\tan\delta$ ou ESR. Cette caractérisation n'est pas aisée, compte tenu de la faiblesse de la puissance dissipée par rapport à la puissance réactive mise en jeu dans un condensateur (en général inférieure à 1%). La mesure des pertes dans les condensateurs a nécessité la réalisation de dispositifs appropriés qui sont décrits dans le quatrième paragraphe, leurs intérêts et leurs faiblesses sont également discutés.

II. REPRESENTATION DES PERTES DANS LES CONDENSATEURS EN REGIME SINUSOÏDAL

II.1. REPRESENTATION DES PERTES TOTALES

En régime sinusoïdal, l'ensemble des pertes du condensateur peut être représenté par l'angle de pertes δ du condensateur (Fig.II.1). Il est égal à la différence entre $\pi/2$ et le déphasage réel $\varphi(i,u)$ entre le courant i traversant le condensateur et la tension à ses bornes u :

$$\delta = \pi/2 - \varphi(i,u) \quad (\text{II.1})$$

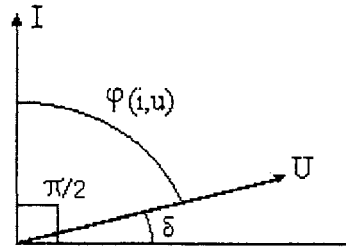


Fig.II.1. Déphasage entre u et i dans un condensateur.

On appelle U_{eff} et I_{eff} les valeurs efficaces de u et i . La puissance active P dissipée dans le condensateur et la puissance réactive Q mise en jeu sont déterminées par :

$$P = U_{\text{eff}} I_{\text{eff}} \cos(\pi/2 - \delta) = U_{\text{eff}} I_{\text{eff}} \sin \delta \quad (\text{II.2})$$

$$Q = U_{\text{eff}} I_{\text{eff}} \sin(\pi/2 - \delta) = U_{\text{eff}} I_{\text{eff}} \cos \delta \quad (\text{II.3})$$

La tangente de l'angle de pertes, également appelée facteur de dissipation, est donc égale au rapport entre P et Q :

$$\tan \delta = \frac{P}{Q} \quad (\text{II.4})$$

Les pertes correspondent à la dissipation d'une puissance active, on peut également les représenter en associant à une capacité idéale une résistance série notée ESR pour Equivalent Series Resistance (Fig.II.2.a), ou une résistance parallèle notée R_p (Fig.II.2.b).

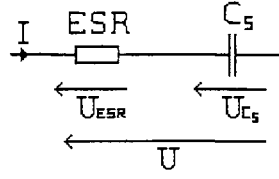


Fig.II.2.a. Modèle série.

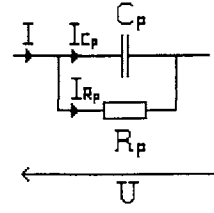


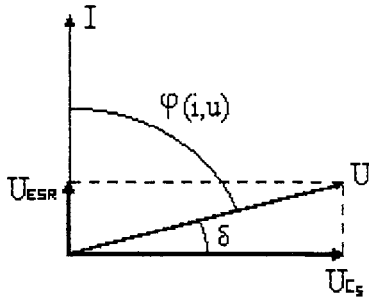
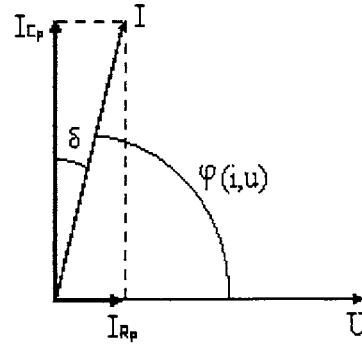
Fig.II.2.b. Modèle parallèle.

Pour ces deux représentations, la puissance dissipée s'exprime

Soit par : $P = ESR \cdot I_{eff}^2$ (II.5)

Soit par : $P = \frac{U_{eff}^2}{R_p}$ (II.6)

Les diagrammes représentant le déphasage entre u et i pour les modèles série et parallèle sont décrits sur les figures II.3.a et II.3.b:

Fig.II.3.a. $\varphi(i,u)$ et δ du modèle série.Fig.II.3.b. $\varphi(i,u)$ et δ du modèle parallèle.

On peut alors écrire pour ces deux modèles :

$$\tan \delta = \frac{U_{ESR}}{U_{C_s}} = \frac{ESR \cdot I}{I/C_s \omega} \quad \text{et} \quad \tan \delta = \frac{I_{R_p}}{I_{C_p}} = \frac{U/R_p}{UC_p \omega}$$

Soit: $\tan \delta = ESR C_s \omega = \frac{1}{R_p C_p \omega}$ (II.7)

Cette relation traduit l'équivalence entre les deux modes de représentation des pertes : par le facteur de dissipation (Eq.II.4) ou par une résistance (Eq.II.5 et Eq.II.6). Les deux représentations par une résistance série ou parallèle impliquent :

$$C_p = \frac{1}{1 + (\tan \delta)^2} C_s \quad (II.8)$$

$$\text{et} \quad R_p = \left(1 + \frac{1}{(\tan \delta)^2}\right) ESR \quad (\text{II.9})$$

Pour des valeurs de $\tan \delta$ inférieures à 10^{-2} , on peut écrire :

$$C_s \approx C_p \quad (\text{II.10})$$

$$\text{et} \quad R_p \approx \frac{ESR}{(\tan \delta)^2} \quad (\text{II.11})$$

C_s et C_p sont considérées comme égales, on parle généralement de la capacité C d'un condensateur sans faire de distinction série ou parallèle.

II.2. EXPRESSION DE ESR, MODELE SERIE DU CONDENSATEUR

Les matériaux diélectriques sont caractérisés par leur facteur de dissipation $\tan \delta_D$. Les pertes P_D associées au matériau isolant s'expriment par :

$$P_D = \tan \delta_D Q_C = \tan \delta_D \frac{I_{eff}^2}{C \omega} \quad (\text{II.12})$$

Q_C représente la puissance réactive emmagasinée par la capacité C . On peut représenter ces pertes P_D par une résistance série R_D définie par :

$$R_D = \frac{\tan \delta_D}{C \omega} \quad (\text{II.13})$$

Les pertes P_Ω correspondant à la puissance dissipée dans les parties métalliques en série avec la capacité sont représentées par une résistance série R_Ω :

$$P_\Omega = R_\Omega I_{eff}^2 \quad (\text{II.14})$$

La résistance série équivalente est constituée de la somme de R_D et de R_Ω et s'exprime par :

$$ESR = R_D + R_\Omega = \frac{\tan \delta_D}{C \omega} + R_\Omega \quad (\text{II.15})$$

A partir de l'observation de courbes expérimentales, Lafferty propose une formulation mathématique de $ESR(f)$ de la forme [Lafferty-92] :

$$ESR(f) = K_0 f^{-x} + K_1 f^y \quad (II.16)$$

Le terme $K_0 f^{-x}$ représente les pertes dans le matériau diélectrique, soit $\tan\delta_D/C\omega$. Le cas $x=1$ correspond aux matériaux dont le facteur de dissipation $\tan\delta_D$ peut être considéré comme constant en fréquence. Le terme $K_1 f^y$ représente les pertes dans les parties métalliques du condensateur, soit R_Ω . La croissance en f^y traduit l'augmentation de la résistance série en hautes fréquences due à l'effet de peau.

II.3. MODELISATION DES CONDENSATEURS BOBINES

Pour tenir compte du comportement inductif des condensateurs en hautes fréquences dû aux inductances parasites des connexions et du bobinage, il est nécessaire d'ajouter au modèle de la figure II.2.a ou II.2.b une inductance série notée L . Le circuit série ainsi constitué est le plus couramment utilisé pour modéliser un condensateur [Lindquist-78], [Weber-67], [Sarjeant-90], il est décrit sur la figure II.4 :

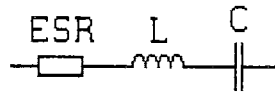


Fig.II.4. Modèle série ESR-L-C.

L'impédance complexe de ce circuit série s'exprime par :

$$Z(\omega) = ESR + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right) \quad (II.17)$$

La fréquence propre de résonance du condensateur, pour laquelle l'impédance est réduite à sa partie active ESR, est déterminée par :

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (II.18)$$

La mesure expérimentale de f_0 est un moyen couramment utilisé pour déterminer l'inductance propre L d'un condensateur.

Le circuit équivalent de la figure II.4 permet de modéliser correctement le module de l'impédance d'un condensateur bobiné (Fig. II.5) et la variation de sa nature avec la fréquence : capacitive pour $f < f_0$, résistive en $f = f_0$ puis inductive pour $f > f_0$.

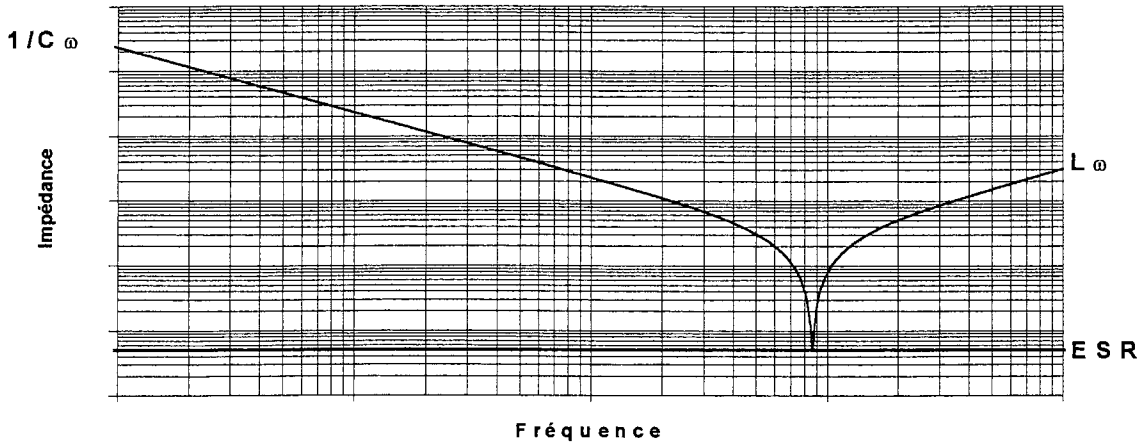


Fig.II.5. Impédance du circuit équivalent série d'un condensateur.

Toutefois, ce modèle ne peut rendre compte de la variation de la partie active de l'impédance, soit ESR, avec la fréquence (cf. chapitre IV). Pour une valeur donnée de ESR, ce modèle n'est valable qu'à une seule fréquence. Généralement, cette valeur est mesurée à la fréquence de résonance f_0 .

Pour rendre compte de la variation de ESR avec la fréquence, il est nécessaire de distinguer dans un circuit équivalent les pertes dans le matériau diélectrique, traditionnellement représentées par une résistance parallèle, des pertes dans les parties métalliques en série avec la capacité et donc représentées par une résistance série. Le modèle décrit sur la figure II.6 [Sarjeant-90], [Price-81] permet de faire cette distinction mais n'apporte pas de progrès significatif quant à la variation de la résistance série équivalente avec la fréquence.

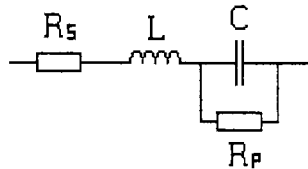


Fig.II.6. Séparation des pertes diélectriques et ohmiques.

L'introduction d'un circuit R-C série en parallèle sur la capacité idéale [Price-81], permet de faire varier avec la fréquence la valeur de la résistance parallèle apparente représentant les pertes dans le matériau diélectrique (Fig.II.7) :

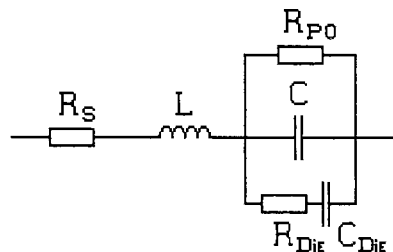


Fig.II.7. Introduction d'un circuit R-C en parallèle.

L'admittance du circuit composé de C , R_{P0} , R_{Die} et C_{Die} a pour expression:

$$Y(\omega) = \frac{1}{R_{P0}} + \frac{1}{R_{Die}} \left(\frac{1}{1 + 1/(R_{Die} C_{Die} \omega)^2} \right) + j\omega \left(C + \frac{C_{Die}}{1 + (R_{Die} C_{Die} \omega)^2} \right) \quad (II.19)$$

La résistance parallèle équivalente varie de R_{P0} pour $\omega \rightarrow 0$ à la valeur $R_{P0}R_{Die}/(R_{P0}+R_{Die})$ pour $\omega \rightarrow \infty$. La résistance R_{P0} représente ainsi la résistance d'isolement du condensateur correspondant aux pertes par courant de fuite sous tension continue. Ces pertes sont négligeables devant les pertes dans le matériau diélectrique soumis à un régime sinusoïdal, et la valeur de R_{P0} est très élevée, de l'ordre de 10^{10} à $10^{15} \Omega$ pour les condensateurs métallisés [Price-81]. Aussi, quand $\omega \rightarrow \infty$, la résistance parallèle décroît jusqu'à une valeur proche de R_{Die} (Fig.II.8). Ce circuit modélise une résistance parallèle qui décroît avec la fréquence, mais la décroissance en $1/f^2$ observée sur la figure II.8 n'est pas, en général, représentative du comportement des matériaux diélectriques (elle correspond, d'après l'équation II.7 à un facteur de dissipation proportionnel à f).

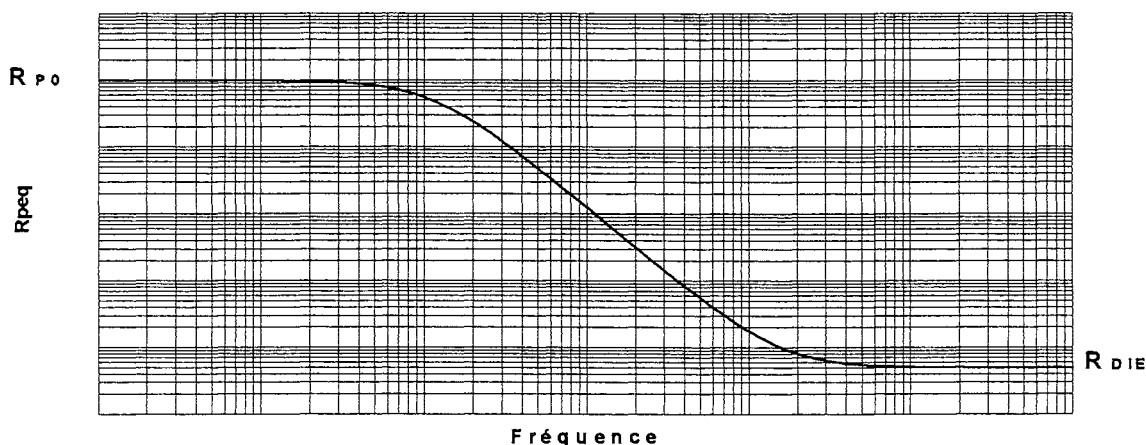


Fig.II.8. Variation de la résistance parallèle du modèle décrit en [Price-81].

Une distribution de circuits R-C série placés en parallèle sur la capacité C idéale permet de modéliser une résistance parallèle qui décroît sur une large gamme de fréquence. Ce type de modèle est décrit sur la figure II.9, il a été étudié par Ermuratskii. [Ermuratskii-75] pour modéliser une résistance parallèle décroissant en $1/f$, c'est à dire un facteur de dissipation du condensateur $\tan\delta$ constant en fréquence (Eq.II.7).

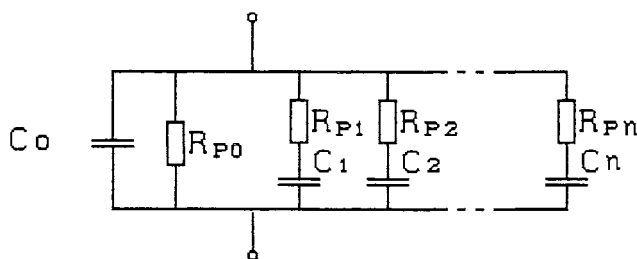


Fig.II.9. Modélisation d'un facteur de dissipation constant d'après [Ermuratskii-75].

Nous utiliserons ce circuit pour modéliser les pertes dans le matériau diélectrique, son étude est faite dans le chapitre V.

Ce type de circuit est également utilisé pour modéliser un pic de pertes (en fréquence ou en température) relatif à un phénomène de relaxation dipolaire dans un matériau diélectrique [Esposi-90].

II.4. CONCLUSION

Les deux représentations des pertes dans un condensateur par un facteur de dissipation $\tan\delta$ ou par un élément résistif série ou parallèle sont équivalentes, ce qui n'a rien de surprenant puisqu'un déphasage $\varphi(i,u)$ compris entre 0 et $\pi/2$ est caractéristique des circuits R-C.

La résistance série équivalente ESR est un paramètre représentant la totalité des pertes et constitue ainsi une modélisation pratique pour effectuer un calcul de la puissance dissipée en régime sinusoïdal à une fréquence donnée. L'association de deux éléments résistifs R_s et R_p permet également de faire la distinction entre les contributions des parties métalliques et du matériau diélectrique sur les pertes totales.

Une modélisation plus complexe proposée par Ermuratskii permet de simuler une variation en $1/f$ de l'élément R_p représentant les pertes diélectriques. Nous nous inspirerons de ce type de circuit (et son dual) pour modéliser une variation de la résistance série équivalente en fréquence en accord avec nos résultats expérimentaux (cf. chapitres IV et V).

III. METHODES ANALYTIQUES D'ESTIMATION DES PERTES EN REGIME NON SINUSOÏDAL

III.1. INTRODUCTION

L'estimation par une méthode analytique de la puissance dissipée dans un condensateur soumis à une tension non sinusoïdale nécessite une caractérisation préalable du condensateur en régime sinusoïdal. En règle générale, plusieurs facteurs rendent cette estimation incertaine :

- La difficulté de disposer d'une caractérisation précise des pertes en régime sinusoïdal.
- L'imprécision du calcul analytique qui est en général mené avec des hypothèses simplificatrices.
- La difficulté de valider la méthode de calcul analytique par une mesure expérimentale.

En utilisant la modélisation du condensateur par le circuit série ESR-L-C de la figure II.4, le calcul rigoureux (mais laborieux) des pertes peut être effectué à partir de la décomposition en série de Fourier des signaux $u(t)$ et $i(t)$.

D'autres méthodes plus simples sont proposées dans la littérature. Moyennant certaines approximations, elles permettent d'effectuer une estimation rapide des pertes pour un régime périodique quelconque.

III.2. DECOMPOSITION EN SERIE DE FOURIER DE $u(t)$ ET $i(t)$

La tension $u(t)$ aux bornes du condensateur et le courant $i(t)$ le traversant sont décomposés en leur série de Fourier, la puissance totale dissipée dans le condensateur est alors exprimée comme la somme des puissances dissipées pour chaque harmonique. Cette méthode repose sur le principe de superposition et suppose donc, si on modélise le condensateur par le circuit série ESR-L-C, la linéarité des éléments ESR, L et C, c'est-à-dire leur invariance avec la valeur de la tension appliquée.

En désignant par U_k et I_k les valeurs efficaces de l'harmonique de rang k de la tension et du courant, on peut écrire pour une pulsation fondamentale ω :

$$u(t) = U_0 + \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} U_k \sin(k\omega t + \varphi_k) \quad (\text{II.20})$$

$$i(t) = \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sin(k\omega t + \phi_k) \quad (\text{II.21})$$

On suppose L et C invariants en fréquence. Par contre l'élément résistif ESR subissant de fortes variations, sera affecté d'une valeur particulière ESR_k à chaque harmonique de rang k. L'impédance Z_k du condensateur à l'harmonique k a pour expression :

$$Z_k = ESR_k + j\left(Lk\omega - \frac{1}{Ck\omega}\right) \quad (\text{II.22})$$

On peut définir un facteur de dissipation $\tan\delta_k$ pour chaque harmonique :

$$\tan\delta_k = \frac{Ck\omega ESR_k}{1 - LCk^2\omega^2} \quad (\text{II.23})$$

La relation liant les valeurs efficaces U_k et I_k est alors :

$$I_k = \frac{Ck\omega}{\sqrt{(Ck\omega ESR_k)^2 + (LCk^2\omega^2 - 1)^2}} U_k \quad (\text{II.24})$$

La puissance P_k dissipée à cet harmonique vaut :

$$P_k = U_k I_k \cos(\arg Z_k) \quad (\text{II.25})$$

soit

$$P_k = \frac{(Ck\omega)^2 ESR_k}{(Ck\omega ESR_k)^2 + (LCk^2\omega^2 - 1)^2} U_k^2 = ESR_k I_k^2 \quad (\text{II.26})$$

En appliquant le principe de superposition, la puissance active dissipée totale P est déterminée par :

$$P = \sum_{k=1}^{\infty} P_k \quad (\text{II.27})$$

III.3. METHODES D'ESTIMATION SIMPLIFIEES

Les méthodes analytiques rencontrées dans la littérature permettent une estimation rapide des pertes dans un condensateur, elles utilisent la modélisation du condensateur la plus simple possible, c'est-à-dire le circuit série ESR-C de la figure II.2.a. De plus, les pertes dans le matériau diélectrique sont généralement représentées par un facteur de dissipation $\tan\delta_D$ constant en fréquence et les pertes ohmiques par une résistance série R_Ω constante. Avec ces hypothèses, on utilise partout les expressions :

$$\tan\delta(\omega) = \tan\delta_D + R_\Omega C\omega \quad (\text{II.28})$$

$$ESR(\omega) = \frac{\tan \delta(\omega)}{C\omega} = \frac{\tan \delta_D}{C\omega} + R_\Omega \quad (\text{II.29})$$

L'allure générale de la courbe $ESR(f)$ correspondant à cette dernière expression est présentée sur la figure II.10 :

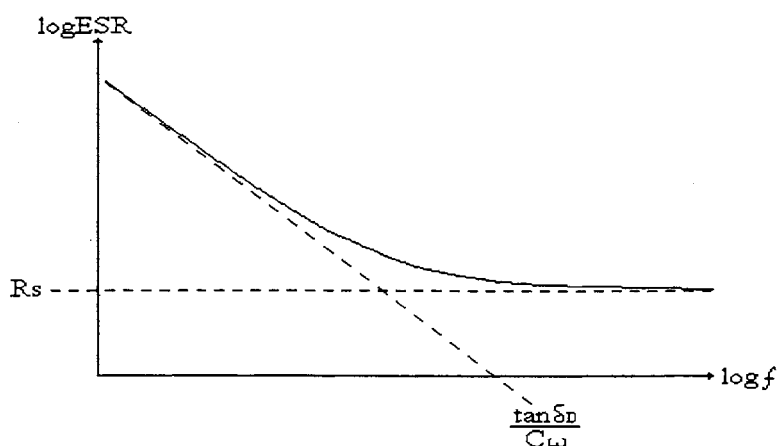


Fig.II.10. Courbe $ESR(f)$ d'après l'expression II.29.

Nous avons choisi de présenter les différentes estimations simplifiées des pertes sur un condensateur placé dans des conditions $u(t)$ et $i(t)$ données. Nous considérons un condensateur soumis aux formes d'ondes de la figure II.11 (convertisseur à résonance série) :

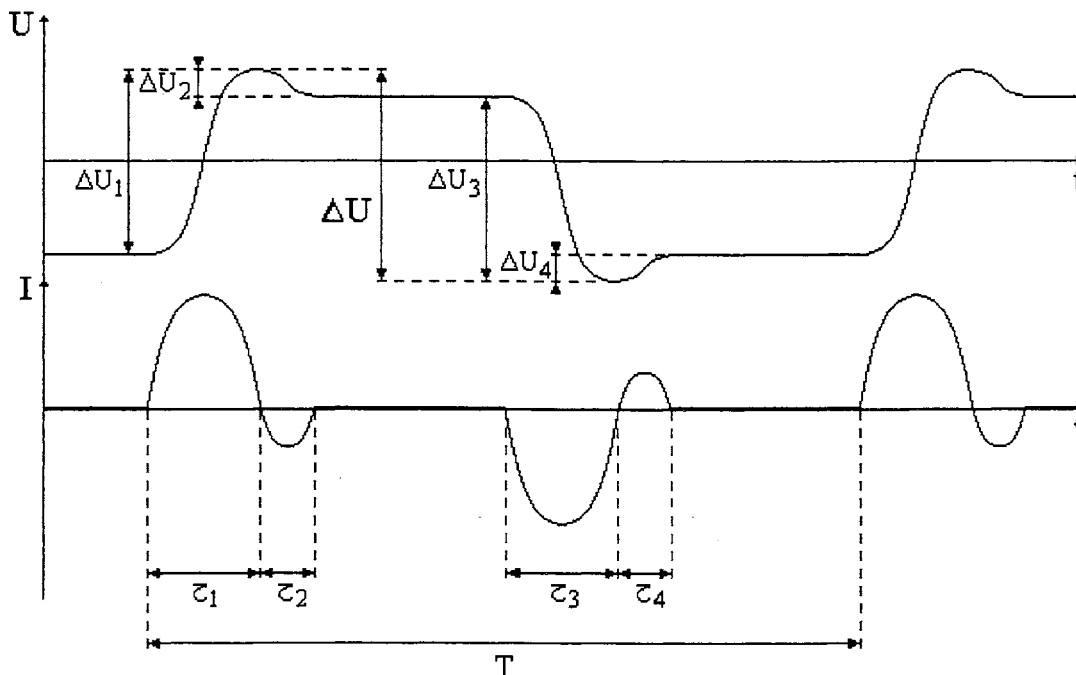


Fig.II.11. Formes d'ondes soumises au condensateur.

Enfin, il est à noter qu'aucune des méthodes présentées dans ce paragraphe n'a fait l'objet d'une validation expérimentale dans les références citées.

III.3.a Décomposition en série de Fourier simplifiée

Le calcul des pertes est mené en décomposant les signaux $u(t)$ et $i(t)$ en série de Fourier. Le modèle utilisé est le circuit ESR-C série, l'influence de l'inductance L est négligée. Dans ces conditions, la valeur $\tan \delta_k$ prise par le facteur de dissipation à l'harmonique k s'exprime simplement par :

$$\tan \delta_k = Ck\omega ESR_k \quad (\text{II.30})$$

La puissance dissipée à l'harmonique de rang k vaut alors :

$$P_k = \frac{\tan \delta_k Ck\omega}{(\tan \delta_k)^2 + 1} U_k^2 \quad (\text{II.31})$$

En supposant les valeurs $\tan \delta_k$ faibles devant 1, l'expression de la puissance dissipée dans le condensateur devient

$$P \approx \sum_{k=1}^{\infty} Ck\omega \tan \delta_k U_k^2 \quad (\text{II.32})$$

Cette expression simplifiée est proposée dans la réf.[Philips-90].

Une autre expression de la puissance dissipée P a été proposée par Chen Wen-Liang et Cheng Zhan [Wen Liang-88]. Les pertes ne sont plus calculées comme somme des pertes à chaque harmonique, mais, en se référant à l'expression (II.28), comme somme des pertes ohmiques P_{Ω} dans la résistance R_{Ω} et des pertes diélectriques P_D représentées par le facteur $\tan \delta_D$:

$$P = P_{\Omega} + P_D = R_{\Omega} I_{eff}^2 + \tan \delta_D Q \quad (\text{II.33})$$

Il est alors nécessaire d'exprimer le courant efficace total I_{eff} et la puissance réactive Q échangée par le condensateur [Wen Liang-88] :

$$I_{eff} = \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} I_k^2} \approx C\omega \sqrt{\sum_{k=1}^{\infty} k^2 U_k^2} \quad (\text{II.34})$$

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} Q_k \approx C\omega \sum_{k=1}^{\infty} k U_k^2 \quad (\text{II.35})$$

Compte tenu des approximations, l'expression du courant efficace est exacte. Par contre, aucune justification n'est donnée quant à la définition de la puissance réactive Q comme somme des puissance réactive Q_k à chaque harmonique.

Toutefois, en admettant cette définition, la puissance P dissipée vaut alors [Wen Liang-88] :

$$P \approx R_{\Omega}(C\omega)^2 \sum_{k=1}^{\infty} k^2 U_k^2 + \tan \delta_D C\omega \sum_{k=1}^{\infty} k U_k^2 \quad (\text{II.36})$$

Cette expression est identique à celle proposée dans la réf.[Philips-90] si pour cette dernière, les valeurs $\tan \delta_k$ sont déterminées à chaque pulsation harmonique ω_k par l'expression II.28.

III.3.b. Généralisation de l'expression en régime sinusoïdal

Une autre méthode de calcul de P consiste à généraliser l'expression (II.33) valable en régime sinusoïdal au cas non sinusoïdal. En régime sinusoïdal, la puissance réactive Q peut être exprimée en fonction de la valeur crête-à-crête U_{cc} de la tension :

$$Q \approx C\omega U_{eff}^2 = C\omega \frac{U_{cc}^2}{8} \quad (\text{II.37})$$

et la puissance active dissipée P est donnée par :

$$P \approx R_{\Omega} I_{eff}^2 + \tan \delta_D C\omega \frac{U_{cc}^2}{8} \quad (\text{II.38})$$

En généralisant cette expression au régime non sinusoïdal de la figure II.11, où la tension crête-à-crête est notée ΔU et la fréquence fondamentale f_0 , on obtient l'expression des pertes proposée par Thorborg [Thorborg-88] et Vetter [Vetter-86], [Siemens-93] :

$$P \approx R_{\Omega} I_{eff}^2 + \tan \delta_D \frac{\pi}{4} C f_0 (\Delta U)^2 \quad (\text{II.39})$$

III.3.c. Régime sinusoïdal équivalent

La méthode de calcul préconisée par [LCC-91] repose sur l'hypothèse que pour un régime périodique donné de courant efficace I_{eff} et de fréquence fondamentale f_0 , il existe une fréquence f_{eq} telle que le régime sinusoïdal de fréquence f_{eq} et de même courant efficace I_{eff} , chauffe de façon équivalente le condensateur. Si cette hypothèse est vérifiée, l'estimation des pertes peut être effectuée en considérant ce régime fictif pour lequel les règles de calcul connues en régime sinusoïdal sont applicables.

Pour ce régime la puissance réactive Q est déterminée par [LCC-91] :

$$Q \approx \frac{I_{eff}^2}{C2\pi f_{eq}} \quad (II.40)$$

La puissance active dissipée vaut alors :

$$P \approx \tan \delta_{eq} Q \quad (II.41)$$

La valeur $\tan \delta_{eq}$ est la valeur du facteur de dissipation $\tan \delta$ du condensateur à la fréquence f_{eq} . La fréquence f_{eq} est déterminée à partir de la période T_{eq} ($=1/f_{eq}$) définie sur un cycle du régime non sinusoïdal comme la durée totale pendant laquelle le condensateur échange de l'énergie, c'est-à-dire est traversé par un courant non nul.

Pour les formes d'ondes de la figure II.11, la fréquence f_{eq} est déterminée par :

$$f_{eq} = \frac{1}{T_{eq}} = \frac{1}{\tau_1 + \tau_2 + \tau_3 + \tau_4}$$

III.3.d. Décomposition de la forme d'onde $i(t)$ en impulsions sinusoïdales demi-ondes

La méthode de calcul proposée par Picci est appliquée lorsque la forme d'onde du courant $i(t)$ n'est constituée que d'impulsions sinusoïdales demi-ondes comme celle de la figure II.11 [Picci-88].

La puissance P dissipée est calculée sur la période T_0 comme la moyenne du produit $v(t)i(t)$ (ce qui est toujours vrai) :

$$P = \frac{1}{T_0} \int_0^{T_0} u(t)i(t)dt = \frac{1}{T_0} \sum_{n=1}^N \int_{\tau_n} u(t)i(t)dt \quad (II.42)$$

Sur chaque demi-période d'oscillation τ_n , le régime est sinusoïdal et l'énergie E_n dissipée pendant τ_n peut être calculée par :

$$E_n = \int_{\tau_n} u(t)i(t)dt \approx \frac{\pi C}{2} \tan \delta_n \left(\frac{\Delta U_n}{2} \right)^2 \quad (II.43)$$

où ΔU_n représente la variation de la tension $u(t)$ sur la demi-période τ_n et $\tan \delta_n$ est la valeur du facteur de dissipation $\tan \delta$ du condensateur à la fréquence $1/2\tau_n$.

La puissance totale dissipée P s'exprime alors par [Picci-88] :

$$P \approx \frac{\pi C}{2T_0} \sum_{n=1}^N \tan \delta_n \left(\frac{\Delta U_n}{2} \right)^2 \quad (\text{II.44})$$

Si on admet l'expression (II.28) pour la loi de variation du facteur de dissipation $\tan \delta$, l'expression de P devient :

$$P = R_{\Omega} I_{eff}^2 + \frac{\pi C \tan \delta_D}{2T_0} \sum_{n=1}^N \left(\frac{\Delta U_n}{2} \right)^2 \quad (\text{II.45})$$

Si la forme d'onde $i(t)$ contient des impulsions rectangulaires, Picci propose de calculer les pertes à l'aide de la même expression.

III.4. CONCLUSION

Le calcul rigoureux des pertes par décomposition du signal en série de Fourier est assez lourd à mettre en œuvre. Il suppose en outre la linéarité de ESR avec la tension appliquée au condensateur. Il serait intéressant de disposer d'une méthode d'estimation simple de la puissance dissipée ne nécessitant que l'observation des formes d'ondes. Les méthodes de calcul présentées dans ce paragraphe reposent sur certaines approximations et n'ont fait l'objet d'aucune validation expérimentale. Grâce à l'étude expérimentale que nous avons menée en régime non sinusoïdal, nous montrerons que ces méthodes permettent une évaluation acceptable des pertes en régime non sinusoïdal, à condition qu'elles reposent sur une caractérisation précise des condensateurs en régime sinusoïdal (cf. chapitre V).

IV. LES DISPOSITIFS DE MESURE DES PERTES DANS LES CONDENSATEURS

IV.1. INTRODUCTION

Les faibles valeurs de l'angle de pertes δ caractérisant les condensateurs ne peuvent être déterminées par une mesure directe du déphasage $\varphi(i,u)$, à l'aide d'un oscilloscope par exemple. Il est en effet très difficile de mesurer un écart de quelques 10^{-4} rd à 10^{-2} rd entre $\pi/2$ et le déphasage réel $\varphi(i,u)$. La détermination du facteur de dissipation a donc nécessité le développement de techniques appropriées qui sont décrites dans ce paragraphe. Une approche électrique - les pertes sont mesurées comme une puissance perdue dans un élément résistif parasite - a donné naissance à des dispositifs de mesure purement électriques, alors qu'une approche thermique - les pertes sont mesurées comme une puissance calorifique dissipée dans le composant - a entraîné la réalisation de dispositifs calorimétriques.

IV.2. LES DISPOSITIFS ELECTRIQUES

IV.2.a. Les ponts de mesure

Parmi les différents dispositifs électriques de caractérisation des condensateurs, les ponts de mesure constituent la famille la plus communément utilisée et développée commercialement [Tettex-63], [General Radio-71]. Le principe général des méthodes en pont est l'obtention, par variation de certains composants, d'un équilibre entre deux branches du circuit, l'une contenant le condensateur à étudier, l'autre des condensateurs de référence ou étalons [Schwab-72]. Les deux principaux types de pont sont le pont de Schering [Tettex-63], [Schwab-72] adapté à la caractérisation de condensateurs sous haute tension et basse fréquence ($<1\text{kHz}$) et le pont à rapport de transformation [General Radio-71], [Schwab-72], [Tokoro-91], [Kwaaitaal-90] conçu pour des mesures sous faible signal dans une large gamme de fréquences ($10\text{-}10^5\text{Hz}$).

• Le pont de Schering

Le schéma classique du pont de Schering est décrit sur la figure II.12 [Schwab-72]. Le condensateur testé est représenté par un circuit série $R_{sx}\text{-}C_{sx}$.

La condition d'équilibre est :

$$V_A = V_B \quad (\text{II.46})$$

Soit

$$R_{sx} + \frac{1}{jC_{sx}\omega} = \frac{R_2}{jC_s R_1 \omega} + \frac{R_2 C_1}{C_s} \quad (\text{II.47})$$

On en déduit :

$$R_{sx} = R_2 \frac{C_1}{C_s} \quad (\text{II.48})$$

$$C_{sx} = C_s \frac{R_1}{R_2} \quad (\text{II.49})$$

$$\Rightarrow \tan \delta = R_{sx} C_{sx} \omega = R_1 C_1 \omega \quad (\text{II.50})$$

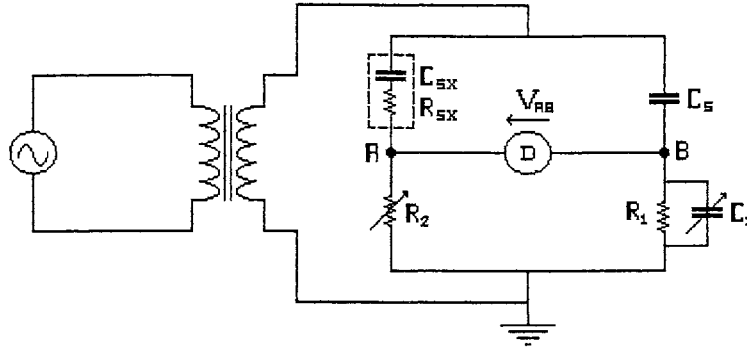


Fig.II.12. Pont de Schering.

Le pont de Schering est avant tout destiné à la mesure d'une capacité C_{sx} . La précision de cet appareil vis-à-vis de la mesure de l'angle de pertes δ est de $\pm 10^{-4}$ rd dans les meilleures conditions expérimentales, c'est-à-dire pour une tension élevée et une fréquence basse. Les capacités parasites internes en parallèle avec les branches du circuit influent fortement sur la mesure de l'angle de pertes δ aux fréquences élevées. La fréquence maximale de mesure de l'appareil décrit dans la référence [Tettex-63] est de 2 kHz, l'incertitude sur la mesure de δ est alors de $\pm 5 \cdot 10^{-4}$ rd dans le meilleur des cas.

• *Les ponts à rapport de transformation (transformer-ratio-arm-bridge)*

Contrairement au pont de Schering, ce type de pont est adapté à la mesure d'une capacité et de son facteur de dissipation sous faible tension et pour des fréquences plus élevées, jusqu'à environ 100kHz.

La détection de l'équilibre est effectuée par comparaison entre les courants circulant dans deux branches contenant pour l'une le condensateur testé, pour l'autre une impédance R-C variable. Pour déterminer le facteur $\tan \delta$ du condensateur à partir des paramètres du circuit, c'est sa représentation parallèle $R_{PX}-C_{PX}$ qui est adoptée. Deux configurations sont étudiées dans ce paragraphe:

- (i) : Les deux branches sont alimentées en opposition de phase par les enroulements secondaires d'un transformateur et possèdent un point milieu. L'équilibre est atteint lorsque la somme des courants arrivant en ce point est nulle.

- (ii) : Les deux branches sont alimentées par la même tension sinusoïdale et sont reliées à deux enroulements primaires d'un transformateur. Le secondaire fait office de comparateur de courant.

Configuration (i) :

Ce type d'appareil est décrit sur la figure II.13 d'après [General Radio-71] et [Kwaaitaal-90] :

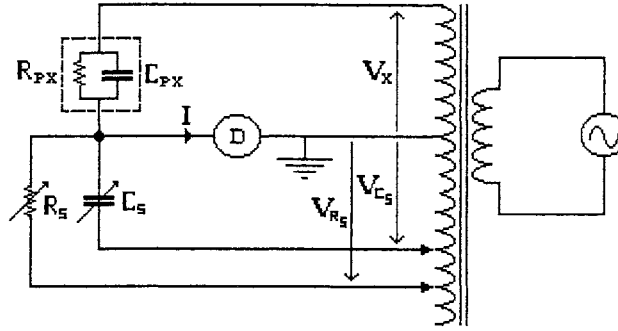


Fig.II.13. Configuration (i).

La condition d'équilibre est : $I = 0$ (II.51)

D'où $V_X C_{PX} \omega = V_{CS} C_S \omega$ (II.52)

et $\frac{V_X}{R_{PX}} = \frac{V_{RS}}{R_S}$ (II.53)

Soit $C_{PX} = C_S \frac{V_{CS}}{V_X}$ (II.54)

$R_{PX} = R_S \frac{V_X}{V_{RS}}$ (II.55)

$\tan \delta = \frac{1}{R_{PX} C_{PX} \omega} = \frac{V_{RS}}{V_{CS}} \cdot \frac{1}{R_S C_S \omega}$ (II.56)

Ce pont [General Radio-71] permet de mesurer des angles de pertes δ avec une incertitude de $\pm 10^{-5}$ rd à 1kHz, cette limite étant due aux pertes dans les condensateurs étalons constituant la capacité variable C_S . Cette incertitude croît avec la fréquence ($\pm 10^{-4}$ rd à 10^5 Hz) en raison des imperfections du circuit de mesure :

- baisse de la perméabilité du matériau magnétique et augmentation de l'influence des capacités parasites du transformateur en hautes fréquences,
- capacités parallèle et inductances série des branches du circuit.

De plus, la tension V_X appliquée aux bornes du condensateur testé à une fréquence f ne peut dépasser la valeur limite $10^{-2}/(f \cdot C_{PX})$. Une mesure ne peut être effectuée que si les trois paramètres f , C_{PX} , V_X respectent cette condition, ce qui limite la plage d'utilisation de ce

dispositif. De la même façon, les capacités des échantillons testés par Kwaaitaal et al sont limitées à 100pF, et la fréquence des tests à 200kHz (à cette fréquence, la tension appliquée au condensateur est limitée à 80V)

Configuration (ii):

Ce type d'appareil est décrit sur la figure II.14 d'après [Tokoro-91]:

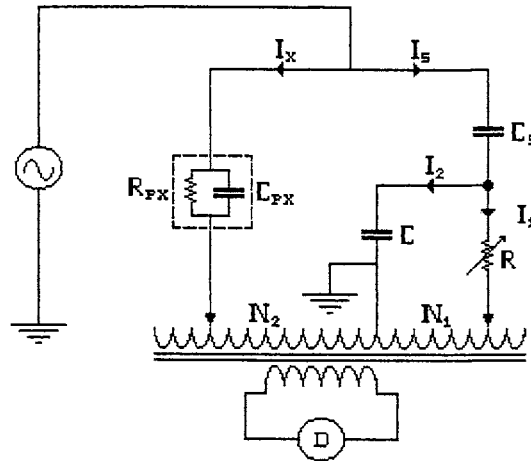


Fig.II.14. Configuration (ii).

La condition d'équilibre est: $I_X N_1 = I_S N_2$ (II.57)

En faisant les approximations suivantes:

- $1/(jC_S\omega)$ très grand devant les autres impédances du circuit, soit: $I_S \approx jC_S\omega V_S$.
- I_{S1} très grand devant I_2

on a: $C_{PX} \approx C_S \frac{N_2}{N_1}$ (II.58)

et $\tan \delta \approx \frac{I_{S2}}{I_{S1}} \approx RC\omega$ (II.59)

Comme pour la configuration précédente, les différents éléments parasites du circuit de mesure introduisent des erreurs dont l'importance croît avec la fréquence. D'une façon générale, les dispositifs construits à l'aide d'un transformateur seront limités en fréquence par cet élément.

De plus les approximations permettant le calcul de $\tan \delta$, et notamment $1/(C_S\omega) \ll R$ ne sont valables que pour des fréquences basses, ce qui constitue la principale limite de ce pont. Les auteurs donnent une sensibilité de 10^{-6} rd pour la mesure de δ , pour des très faibles capacités [Tokoro-91]. Leurs mesures ont été effectuées à des fréquences inférieures à 4 kHz.

IV.2.b. L'analyseur d'impédance

Ce type d'appareil est utilisé pour analyser sous faible tension (de l'ordre du volt) le comportement en fréquence du module et de l'argument d'une impédance par une mesure de la tension U à ses bornes et du courant I le traversant [HP4194 -89].

Dans le cas d'un condensateur, la partie active se limite à sa résistance série qui peut atteindre des valeurs aussi faibles que quelques $m\Omega$ à quelques dizaines de $m\Omega$. L'incertitude sur sa mesure due à l'influence des contacts électriques et surtout à la faiblesse de sa valeur vis-à-vis de l'impédance totale est très élevée. Les valeurs limites du facteur de dissipation et de la résistance série équivalente d'un condensateur mesurés avec une précision acceptable à l'aide de l'analyseur de la référence [HP4194-89] sont respectivement de 10^{-3} et $10\ m\Omega$ environ. Cet appareil ne permet pas la caractérisation des condensateurs à film polypropylène dont le facteur de dissipation est de l'ordre de 2.10^{-4} .

Ce type d'appareil autorise des mesures sous très basse tension et ne permet pas la caractérisation des condensateurs sous leur tension nominale.

IV.2.c. La résonance

Une méthode classique de mesure de la résistance série d'un condensateur consiste à l'alimenter à sa fréquence propre de résonance ($f_0 = 2\pi(LC)^{-1/2}$, L étant l'inductance propre du condensateur). A cette fréquence, l'impédance du condensateur se limite à sa partie active, c'est à dire à ESR. Cette méthode simple est toutefois très limitée puisque la mesure de la résistance série est effectuée à la seule fréquence f_0 .

Il est plus avantageux d'utiliser une méthode basée sur le principe de la résonance parallèle dans laquelle le condensateur testé est accordé par une inductance variable [Thompson-83], [Benada-82]. L'impédance ainsi constituée possède une fréquence de résonance qui est fonction de la valeur attribuée à l'inductance d'accord. La mesure de l'impédance à cette fréquence permet de déduire la valeur de la résistance parallèle équivalente du condensateur. En réalité, le résultat de la mesure est influencé par la résistance de la bobine d'accord qu'il est nécessaire de caractériser par une mesure complémentaire pour finalement en déduire la résistance parallèle du condensateur. Cette méthode ne convient pas pour effectuer des mesures sur des condensateurs à très faibles pertes. Le dispositif décrit par Benada et al a été utilisé pour déterminer des facteurs de dissipation supérieurs à 4.10^{-4} .

IV.2.d. Circuit de charge/décharge

La méthode exposée par McDuff et al [McDuff-80] a été développée pour mesurer les pertes dans les condensateurs destinés à un usage sous régime impulsionnel. Les pertes sont exprimées comme la différence entre l'énergie fournie au condensateur par un circuit de charge et l'énergie restituée dans un circuit de décharge.

Les pertes dans un condensateur étant très faibles devant l'énergie emmagasinée, cette méthode est basée sur un principe de mesure inadapté car nécessitant une précision très sévère sur la mesure des énergies emmagasinée et restituée. De plus, les résistances de contacts et des connexions des circuits de charge et de décharge influent fortement sur le résultat de la mesure ; une telle méthode est donc limitée aux condensateurs à pertes élevées ($\tan\delta > 10^{-3}$).

IV.2.e. Méthode numérique

Comme nous l'avons précédemment indiqué, des valeurs de l'angle de pertes δ inférieures à 10^{-2} rd ne peuvent pas être déterminées par une mesure directe du déphasage $\varphi(i,u)$ entre les signaux analogiques $i(t)$ et $u(t)$. Une solution consiste à calculer numériquement ce déphasage après échantillonnage des signaux, pour en déduire la valeur de δ . C'est le principe des méthodes développées dans les références [Hanscomb-78] et [Krzywaznia-83]. La principale limite de cette méthode est la fréquence du test. L'échantillonnage de signaux de fréquence élevée ne permet pas la mesure précise d'un angle δ faible. La fréquence des essais décrits dans ces références ne dépasse pas 2 kHz.

IV.3. LES DISPOSITIFS CALORIMETRIQUES

Puisque les techniques électriques sont limitées par les caractéristiques de l'alimentation du condensateur (valeur efficace, fréquence) ou par la valeur de la capacité testée, il semble plus judicieux d'utiliser une technique calorimétrique dans laquelle le système de mesure est indépendant du circuit d'alimentation électrique du composant testé. L'étude calorimétrique menée par Vincett [Vincett-69] sur des échantillons de matériaux diélectriques à la température de 4,2K a montré que l'on pouvait ainsi mesurer des angles de pertes δ avec une précision remarquable ($2 \cdot 10^{-8}$ rd pour certains points de mesure). Des dispositifs similaires ont été réalisés pour mesurer les pertes dans les condensateurs à la température ambiante.

IV.3.a. Rust et MacDuff

La méthode développée par Rust et MacDuff [Rust-86] repose sur le principe de calorimétrie adiabatique. La grandeur mesurée est l'élévation de température $\Delta\theta$ d'une enceinte adiabatique contenant le condensateur sous tension pendant un temps t . On en déduit la puissance calorifique dissipée P si la valeur de la capacité calorifique MC_p du système enceinte/condensateur est connue :

$$P = MC_p \Delta\theta / t \quad (\text{II.60})$$

Les difficultés liées à la réalisation d'une enceinte parfaitement adiabatique et à l'estimation précise de la valeur MC_P introduisent des incertitudes non négligeables sur le résultat de la mesure. De plus, la variation de la température au cours de la mesure entraîne une variation du facteur de dissipation du condensateur, et donc de la puissance dissipée. Une telle mesure ne peut alors résulter que d'un compromis entre une précision souhaitée sur la mesure de $\Delta\theta$, nécessitant une élévation de température la plus grande possible et la minimisation de la variation de la puissance dissipée, nécessitant une élévation de température la plus faible possible. Compte tenu de toutes ces approximations, l'incertitude totale sur le résultat de la mesure est estimée par les auteurs à environ 40%.

III.3.b. Berzan et al

Une méthode plus précise, développée par Berzan et al [Berzan-91], repose sur la mesure en régime thermique stationnaire, de l'écart de température ΔT entre la surface du condensateur et le milieu ambiant. Cet écart de température résulte de l'écoulement de la puissance P dissipée au coeur du composant à travers la surface externe, constituant globalement une résistance thermique R :

$$P = \Delta T / R \quad (\text{II.61})$$

Cette équation ne constitue qu'un modèle théorique qui ne correspond pas à la réalité puisque l'échange de chaleur entre le condensateur et le milieu ambiant est convectif ; l'équation II.61 étant représentative d'un échange par conduction. De plus, elle n'est valable qu'en l'absence d'échanges thermiques entre le condensateur et les fils d'alimentation. La valeur théorique de ΔT est alors déterminée à partir de mesures de températures en différents points du condensateur et de la valeur estimée des résistances thermiques constituées par les différentes parties du condensateur. La détermination de l'écart ΔT théorique, ainsi que l'estimation de la valeur de la résistance R sont les principales causes d'incertitude sur la mesure, qui est d'environ 10%. De plus l'équation II.61 suppose une parfaite homogénéité de la température sur la surface considérée, ce qui n'est en général pas vérifié.

IV.4.CONCLUSION

Les dispositifs électriques de mesure des pertes dans les condensateurs ne peuvent couvrir un large domaine d'étude. Pour chaque type d'appareil, la fréquence du test, la tension appliquée ou la valeur de la capacité constitue un paramètre limitant l'étude à un domaine restreint. De plus, quelle que soit la méthode employée, la précision de la mesure d'un élément parasite telle que la résistance série d'un condensateur à l'aide d'un circuit électrique, est naturellement limitée par les éléments parasites des composants constituant ce circuit. L'automatisation a permis de réaliser des progrès méthodologiques en ce qui concerne les mesures en pont, mais les imperfections du transformateur, des condensateurs étalons, des

divers composants entrant dans la constitution du circuit de mesure et des connexions constituent une limite incontournable, surtout lorsque l'on cherche à mesurer des angles de pertes aussi faibles que ceux caractérisant les condensateurs.

La méthode calorimétrique, pour laquelle le système de mesure est totalement disjoint du système d'alimentation électrique du condensateur semble beaucoup plus adaptée à ce type d'étude expérimentale car elle autorise des mesures indépendamment des valeurs prises par la fréquence, la tension ou la capacité du condensateur testé. De plus, la précision d'un dispositif calorimétrique dépend de la mesure de la puissance dissipée et non de la valeur de l'angle de pertes ou de la résistance série équivalente. En se fixant des conditions expérimentales adéquates (une puissance réactive mise en jeu dans le condensateur suffisamment élevée), il est possible de mesurer des angles de pertes très faibles et donc de caractériser des condensateurs à faible facteur de dissipation comme les condensateurs bobinés au polypropylène. Pourtant les dispositifs développés par Rust/McDuff et par Berzan et al n'affichent pas la précision attendue pour ce type de mesure, ce qui est dû en partie à la nature de la grandeur mesurée qui est une élévation de température.

V. CONCLUSION

Les circuits équivalents classiques utilisés pour modéliser les condensateurs bobinés permettent de simuler l'évolution de leur impédance avec la fréquence mais ne représentent les pertes qu'à une fréquence donnée. La construction d'un modèle intégrant les variations du paramètre représentant les pertes avec la fréquence a été amorcée par Ermuratskii. Nous utiliserons le circuit proposé et son dual pour modéliser une résistance série ESR variant selon une expression analytique $ESR(f)$ conforme à celle proposée par Lafferty (équation II.16). Cette expression permet de séparer les pertes de nature diélectrique des pertes de nature ohmique et de rendre compte de leur évolution respective avec la fréquence. Pour déterminer l'expression $ESR(f)$ décrivant le mieux possible les variations de ce paramètre, il est nécessaire de procéder à une caractérisation de condensateurs en régime sinusoïdal sur une gamme de fréquence compatible avec les signaux rencontrés en électronique de puissance, et pour des tensions pouvant atteindre les valeurs nominales des composants testés. Parmi les différentes méthodes de mesures rencontrées dans la littérature, la méthode de mesure par calorimétrie semble être la mieux adaptée à ce type d'étude. Le principe de mesure par calorimétrie autorise par ailleurs des mesures de puissance dissipée indépendamment de la nature du régime soumis au condensateur et pourra être utilisé pour tester en régime non sinusoïdal la validité du modèle, ainsi que des méthodes simplifiées de calcul des pertes que nous avons présentées dans ce chapitre.

- CHAPITRE III -

LE DISPOSITIF CALORIMETRIQUE

I. INTRODUCTION

Le dispositif expérimental présenté ici a été conçu et réalisé au cours de ce travail de thèse. Il permet de caractériser en régime sinusoïdal les pertes dans les condensateurs basse tension sur le domaine d'étude suivant :

- Fréquences comprises entre 1kHz et 1MHz.
- Tensions efficaces appliquées au condensateur jusqu'à des valeurs supérieures à sa tension nominale (environ 300V pour les condensateurs qui ont été testés)
- Courants efficaces dans le condensateur jusqu'à 10A.
- Températures du condensateur comprises entre -50°C et +100°C.

Après une étude des différentes techniques expérimentales de mesure des pertes dans les condensateurs (cf. chapitre II), et l'exploration d'une possible méthode électrique qui s'est avérée avant réalisation parfaitement inadaptée, nous avons choisi, pour mener à bien cette caractérisation, de nous orienter vers la réalisation d'un dispositif calorimétrique. L'étude précédente a montré qu'une telle méthode autorisait des mesures d'angles de pertes très faibles, si l'on prenait le soin de mesurer la puissance dissipée dans le composant avec une bonne précision. L'utilisation de la calorimétrie présente un autre intérêt majeur lorsqu'on cherche à caractériser des condensateurs destinés à un usage en électronique de puissance, celui de permettre des mesures de pertes en régime non sinusoïdal et à température variable.

L'incertitude élevée des mesures effectuées par Rust et McDuff [Rust-86] en utilisant le principe de calorimétrie adiabatique révèle les difficultés que l'on peut rencontrer si l'on utilise une telle méthode pour cette étude. Tout d'abord, le principe même de cette méthode, basée sur la mesure d'une élévation de température pendant un temps t de mise sous tension du condensateur, n'est pas adaptée à la mesure de propriétés susceptibles de varier avec la température. On lui préférera une méthode pour laquelle le condensateur est maintenu à une température constante pendant la mesure. De plus, compte tenu de la fuite thermique que constituent les fils d'alimentation du condensateur, il est pratiquement impossible de réaliser une enceinte adiabatique. Si aux températures cryogéniques, l'utilisation de fils supraconducteurs de section faible et de longueur suffisamment élevée permet d'isoler thermiquement l'échantillon testé, à la température ambiante, les pertes joules dans les fils d'alimentation faussent la mesure de la puissance dissipée dans le composant. Une faible valeur de la résistance électrique de la portion des fils située dans l'enceinte est donc recherchée, impliquant également une faible valeur de sa résistance thermique. Il est à noter que nous avons aussi rencontré ce problème, mais la méthode calorimétrique que nous avons utilisée, n'impose pas sur ce point des contraintes aussi sévères que la méthode adiabatique et un compromis entre une faible valeur de la résistance électrique des fils et une valeur élevée de leur résistance thermique a pu être facilement trouvé.

La méthode employée par Berzan et al [Berzan-91] permet de mesurer les pertes dans un condensateur à température constante puisque la grandeur mesurée est un écart de température en régime thermique établi. Cette méthode simple dans le procédé de mesure est en réalité une mesure indirecte qui comporte beaucoup trop de paramètres intervenant après

la mesure dans le calcul définitif de la puissance dissipée : estimation de la résistance thermique entre la surface latérale du condensateur et le milieu ambiant, correction sur la mesure pour tenir compte des fuites par les fils nécessitant alors des mesures de température complémentaires, hypothèse simplificatrice d'une température homogène sur la surface latérale. Tous ces éléments introduisent une incertitude supplémentaire sur l'estimation des pertes.

L'analyse des inconvénients inhérents à ces deux méthodes nous permet de définir les deux caractéristiques essentielles du dispositif que nous avons réalisé [Seguin-97] :

- L'utilisation d'une technique de calorimétrie dans laquelle le condensateur est maintenu à température constante pendant la mesure.

- la mesure directe de la puissance dissipée.

Dans ce dispositif calorimétrique, le condensateur est maintenu à une température constante par une régulation de température, et la puissance dissipée est mesurée comme la différence entre les puissances électriques délivrées par la régulation avant et pendant la mise sous tension du condensateur. La nature de la grandeur mesurée (une puissance électrique) confère à cette méthode une excellente précision, qui de plus, est indépendante du facteur de dissipation $\tan\delta$ du condensateur.

II. PRINCIPE CALORIMETRIQUE DE LA MESURE

Le principe de fonctionnement du calorimètre est décrit sur la figure III.1.

Le système comporte 3 étages de température :

- *Le réservoir d'azote liquide (corps C_0)* maintient à la température de référence stable T_0 ($T_0 = -196^\circ\text{C}$) le point A_0 de fixation du dispositif.

- *Le double écran thermique (corps C_1)* assurant la protection vis-à-vis du rayonnement comporte un couvercle. Son centre A_1 , relié thermiquement au point A_0 par une résistance R_{TH1} , est maintenu à la température T_1 par une première régulation de température (régulation 1 de température absolue), qui chauffe le couvercle.

- *La cellule de mesure (corps C_2)* est constituée d'un collier de cuivre, serré autour du condensateur. Elle est placée à l'intérieur de l'écran et est reliée au point A_1 par une résistance thermique R_{TH2} . Le point de fixation de R_{TH2} sur la cellule est noté A_2 , sa température est T_2 . L'écart ΔT ($=T_2-T_1$) est stabilisé par une deuxième régulation de température (régulation d'écart). Cette régulation est en réalité conçue pour réguler un écart de température nul, la régulation autour de zéro étant par principe, plus précise. La consigne ΔT est alors fixée en plaçant une résistance variable en parallèle sur la sonde (sonde de platine 100Ω à 0°C) mesurant la température T_2 , ce qui abaisse la valeur apparente de la résistance de cette sonde. La régulation d'écart chauffe la cellule pour ramener cette résistance apparente à la même valeur que la résistance de la sonde mesurant la température T_1 , et régule en réalité un écart $T_2-T_1>0$.

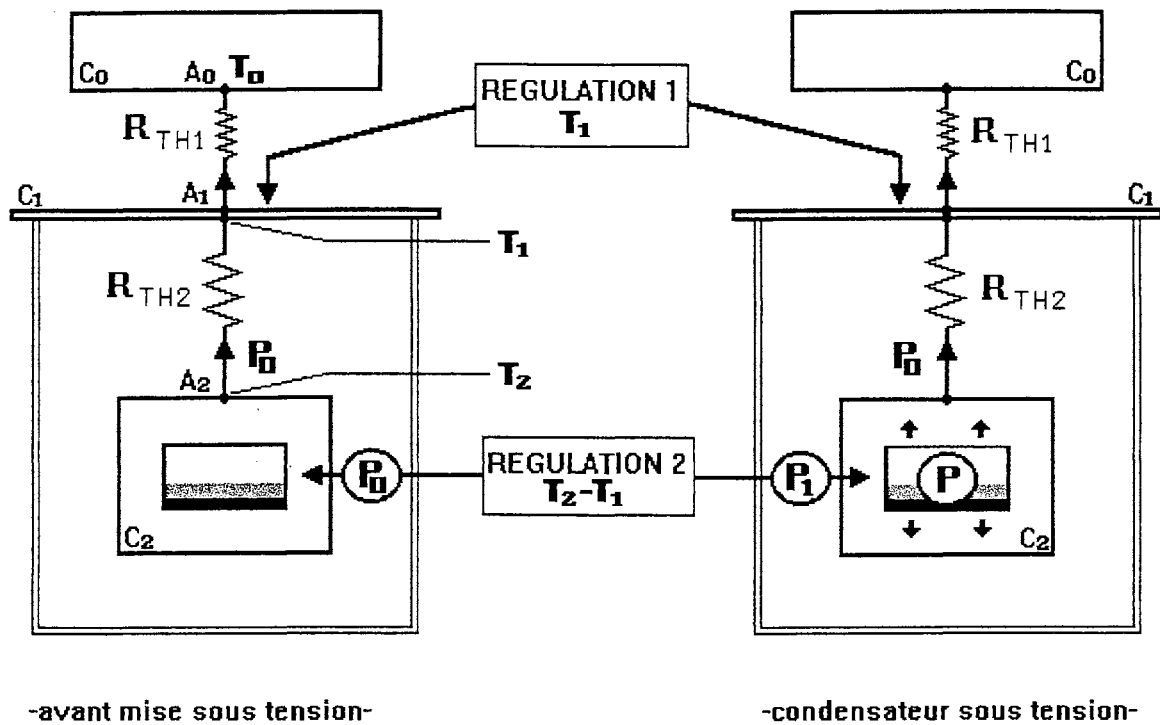


Fig.III.1. Principe de la mesure

Les deux consignes T_1 et ΔT étant fixées, la mesure s'effectue en deux temps :

- Le condensateur n'est pas alimenté. En régime stationnaire, la puissance calorifique transitant entre A_2 et A_1 est stabilisée à la valeur P_0 par la régulation d'écart. Cette puissance P_0 est mesurée à l'aide d'un multimètre de précision, elle correspond à la puissance délivrée par la régulation pour maintenir l'écart ΔT constant :

$$P_0 = \frac{\Delta T}{R_{TH2}} \quad (\text{III.1})$$

- Lorsque le condensateur est mis sous tension, il dissipe une puissance calorifique égale à la puissance active consommée P . Cette puissance participe au chauffage de la cellule, ce qui a pour effet d'élever la température T_2 , et donc l'écart ΔT . La régulation d'écart répond à cette perturbation en abaissant la puissance qu'elle délivre à la cellule. Lorsque le régime stationnaire est de nouveau atteint, on mesure la puissance de chauffe P_1 délivrée par la régulation d'écart. On a :

$$P + P_1 = \frac{\Delta T}{R_{TH2}} \quad (\text{III.2})$$

L'écart ΔT étant maintenu constant par la régulation, on peut écrire d'après III.2 et III.3 :

$$P = P_0 - P_1 \quad (\text{III.3})$$

Le principe de la mesure est illustré sur la figure III.2. Les 2 courbes représentent l'évolution de l'écart ΔT apparent (qui est réglé à zéro) et du courant délivré par la régulation d'écart à partir de l'instant où l'on met le condensateur sous tension. Cette figure a été tracée au cours de la mesure effectuée à -45°C sur un condensateur de 680nF au mylar, parcouru par un courant efficace de $2,2\text{A}$ à 100kHz .

- Le courant initial débité par la régulation en régime stationnaire vaut $42,97\text{mA}$, et correspond à une puissance P_0 délivrée de $135,53\text{mW}$

- Le courant final en régime stationnaire vaut $20,7\text{mA}$ et correspond à une puissance P_1 de $31,46\text{mW}$. La puissance P mesurée vaut $104,07\text{mW}$.

L'échelle du temps est : 5min par division.

L'échelle des températures pour la courbe représentant ΔT est : $1/160^{\circ}\text{C}$ par division

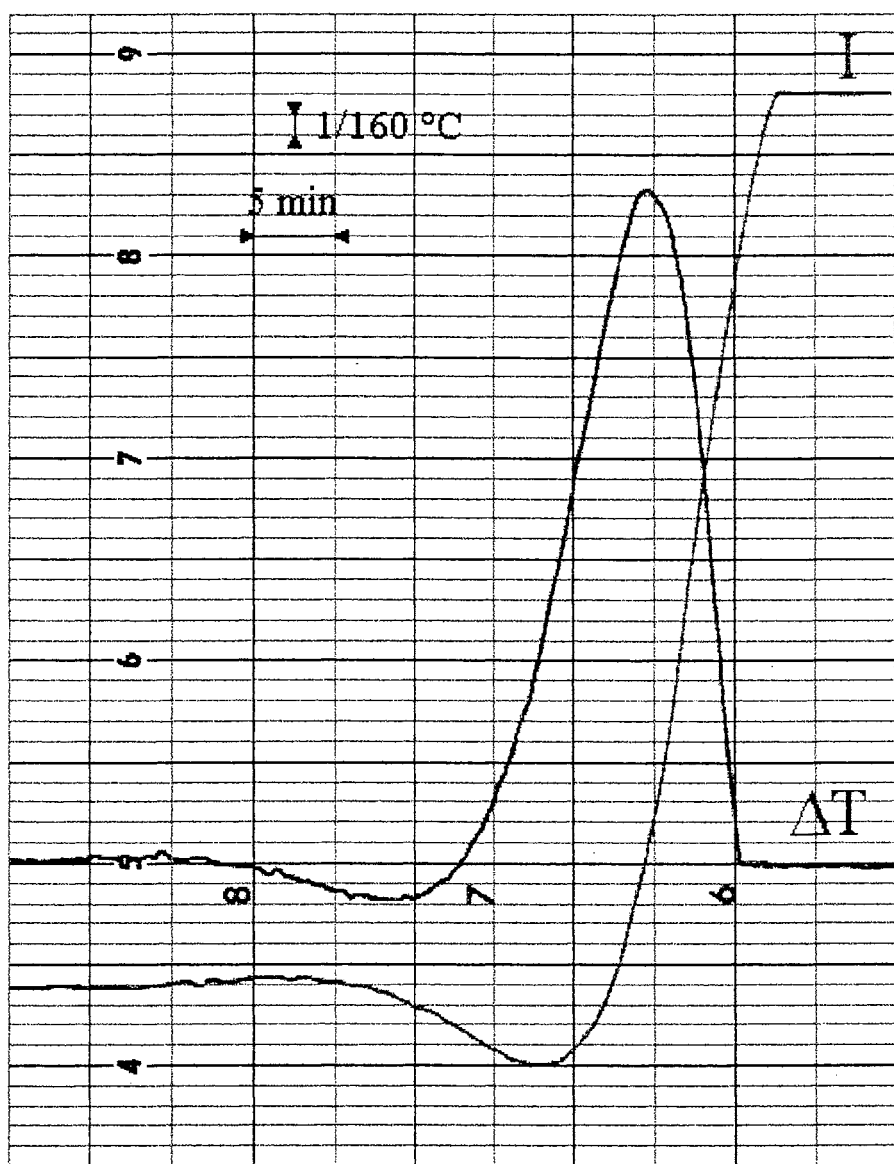


Fig.III.2. Evolution de ΔT apparent et du courant délivré par la régulation au cours d'une mesure.

L'inconvénient majeur de la mesure calorimétrique est la prise en compte systématique d'une partie de la puissance dissipée par effet joule dans les fils d'alimentation du condensateur. Le résultat ($P_0 - P_1$) est en réalité égal à la somme de la puissance P_C effectivement dissipée dans le condensateur et de la partie P_J de la puissance dissipée dans les fils qui contribue au chauffage de la cellule et que l'on peut représenter par une résistance R_J . La connaissance du courant efficace I_{eff} traversant le condensateur pendant la mesure permet de déterminer la valeur de la résistance totale R qui s'exprime par :

$$\frac{(P_0 - P_1)}{I_{\text{eff}}^2} = \frac{P}{I_{\text{eff}}^2} = R = \text{ESR} + R_J = \frac{(P_C + P_J)}{I_{\text{eff}}^2} \quad (\text{III.4})$$

Pour déduire de R la valeur de ESR, il est nécessaire de mesurer préalablement la valeur de R_J , en déconnectant le condensateur et en court-circuitant les fils dans la cellule. Cette correction introduit sur la valeur estimée de ESR une incertitude supplémentaire dont la valeur est directement liée à la valeur du rapport R_J/ESR . Pour minimiser cette incertitude, la résistance électrique des fils d'alimentation du condensateur doit être la plus faible possible. L'incertitude sur la détermination de ESR sera examinée dans le paragraphe IV.

III. LE DISPOSITIF EXPERIMENTAL

L'appareillage est constitué du système de mesure calorimétrique (calorimètre, régulations de température) et du circuit d'alimentation du condensateur conçu pour les essais en régime sinusoïdal (Fig.III.3).

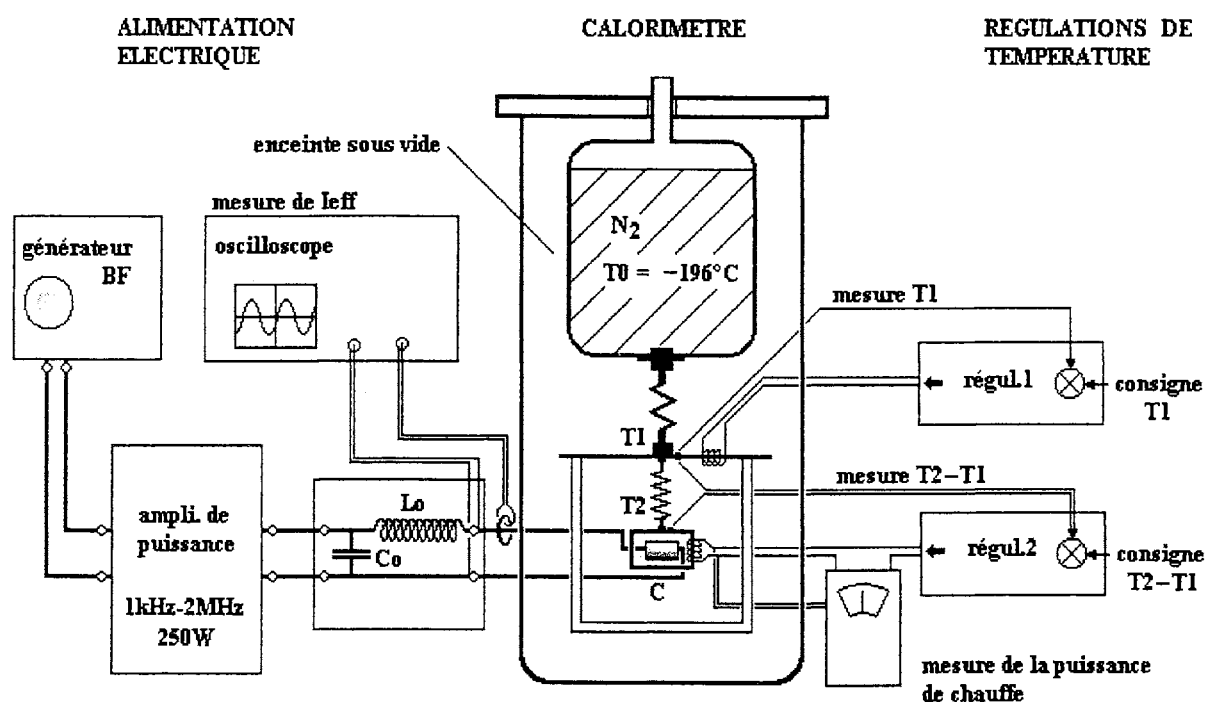


Fig.III.3. Le dispositif expérimental.

III.1. LE CALORIMETRE

Il est composé d'un réservoir d'azote liquide plongé dans une enceinte à vide, fixant ainsi une température de référence stable (-196°C), d'un écran thermique dont le couvercle est fixé sur ce réservoir par l'intermédiaire de la résistance thermique R_{TH1} , et d'une cellule de mesure elle-même fixée sur le couvercle à l'intérieur de l'écran par l'intermédiaire de la résistance thermique R_{TH2} (Fig.III.4).

En termes d'échanges thermiques, ce dispositif doit répondre aux objectifs suivants:

- La minimisation des échanges convectifs ; pour cela le vide (10^{-4} mbar) est réalisé à l'intérieur de l'enceinte.
- La minimisation des échanges par rayonnement entre la cellule et l'enceinte externe par la présence d'un double écran thermique et l'abaissement de l'émissivité des surfaces en les recouvrant d'aluminium.
- La stabilisation des échanges par conduction entre la cellule et le couvercle par la régulation de l'écart de température et le contrôle des fuites par thermalisation des fils.

III.1.a. L'écran thermique (Fig.III.5)

Cet écran en cuivre est constitué de deux enveloppes cylindriques coaxiales d'épaisseur 1mm fixées sur un même couvercle d'épaisseur 2mm. Le rôle de ces deux enveloppes est de limiter les échanges par rayonnement entre la cellule et l'enceinte extérieure. Toutes les pièces en cuivre ont été recouvertes d'aluminium dont l'émissivité est plus faible. A partir de mesures de la température sur la cellule et sur l'écran intérieur, les échanges par rayonnement entre ces deux éléments ont pu être estimés en supposant une configuration géométrique dans laquelle l'écran et la cellule sont cylindriques et coaxiaux. La puissance estimée dans cette configuration majore la puissance réellement échangée. Dans le cas le plus défavorable, c'est à dire lorsqu'un écart ΔT de 10°C est régulé, on obtient une puissance échangée de 4,5mW lorsque T_2 est fixée à -45°C et de 27mW lorsque T_2 est fixée à $+95^{\circ}\text{C}$.

Le couvercle dont la température est fixée à la valeur T_1 , assure la stabilité des échanges avec la cellule ; il constitue le corps isotherme C_1 . La température du couvercle est stabilisée par une première régulation de température débitant sur une résistance chauffante R_1 de $25\ \Omega$. La puissance maximale ainsi délivrée par la régulation est de 50 W et la gamme de températures pour la consigne a été choisie entre -50°C et $+100^{\circ}\text{C}$.

La température du couvercle ne pouvant être parfaitement homogène, c'est au point de mesure (sur la sonde de platine) que la température est effectivement fixée à la valeur T_1 de la consigne. Les échanges thermiques entre le couvercle et le réservoir d'azote s'effectuent à travers la résistance R_{TH1} fixée à une extrémité au réservoir, et à l'autre extrémité au centre du couvercle ; c'est en ce point que la température doit être fixée à la valeur T_1 , la sonde est donc placée au plus près du centre du couvercle ($\approx 1\text{cm}$). Il en sera de même pour les échanges entre la cellule et le couvercle et les deux sondes de mesure de l'écart ΔT .

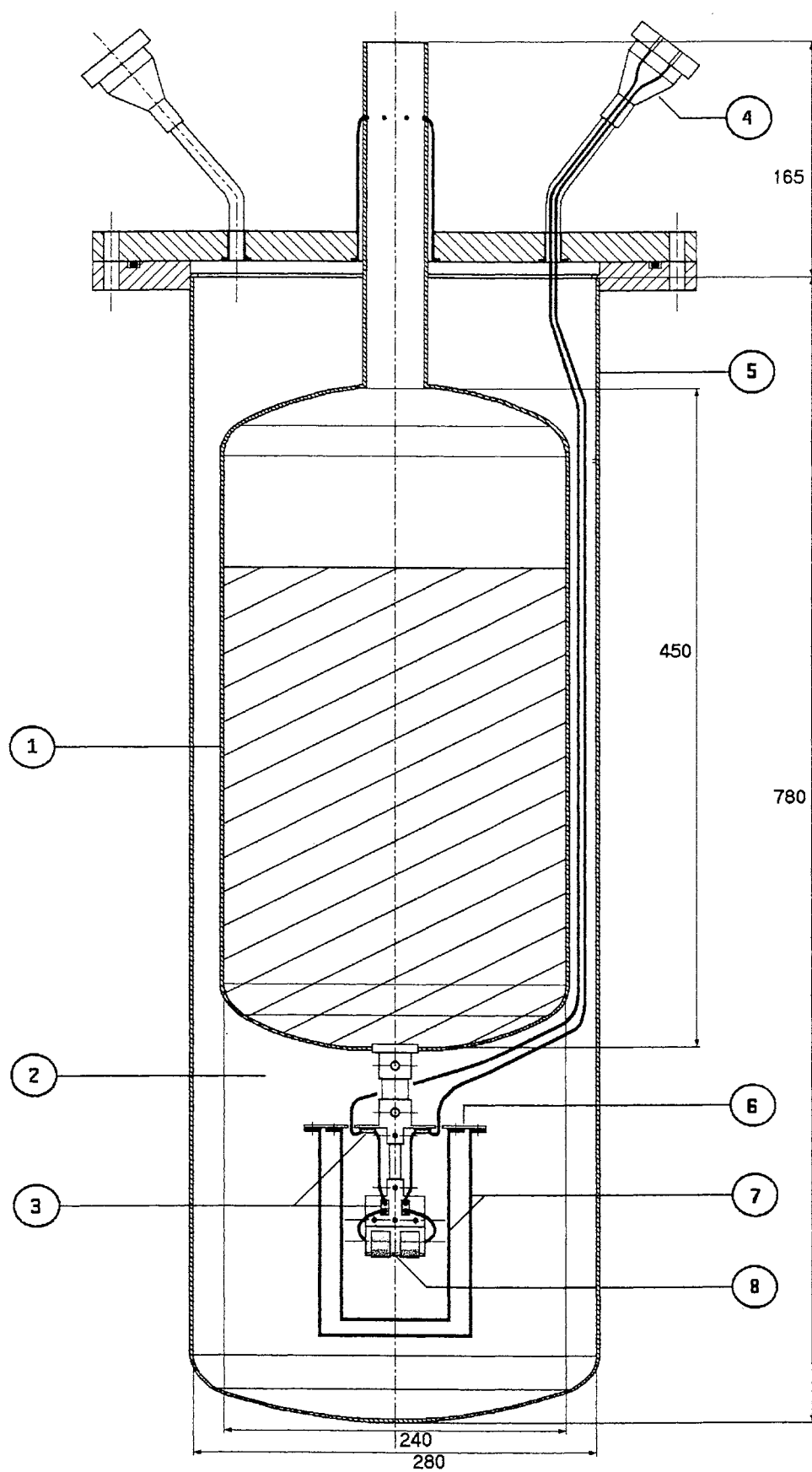


Fig.III.4. Le système calorimétrique.

1. Réservoir d'azote C_0 . 2. Enceinte sous vide. 3. Thermalisation des fils. 4. Connexion. 5. Fils d'alimentation. 6. Couverture C_1 . 7. Ecran thermique. 8. Cellule C_2 .

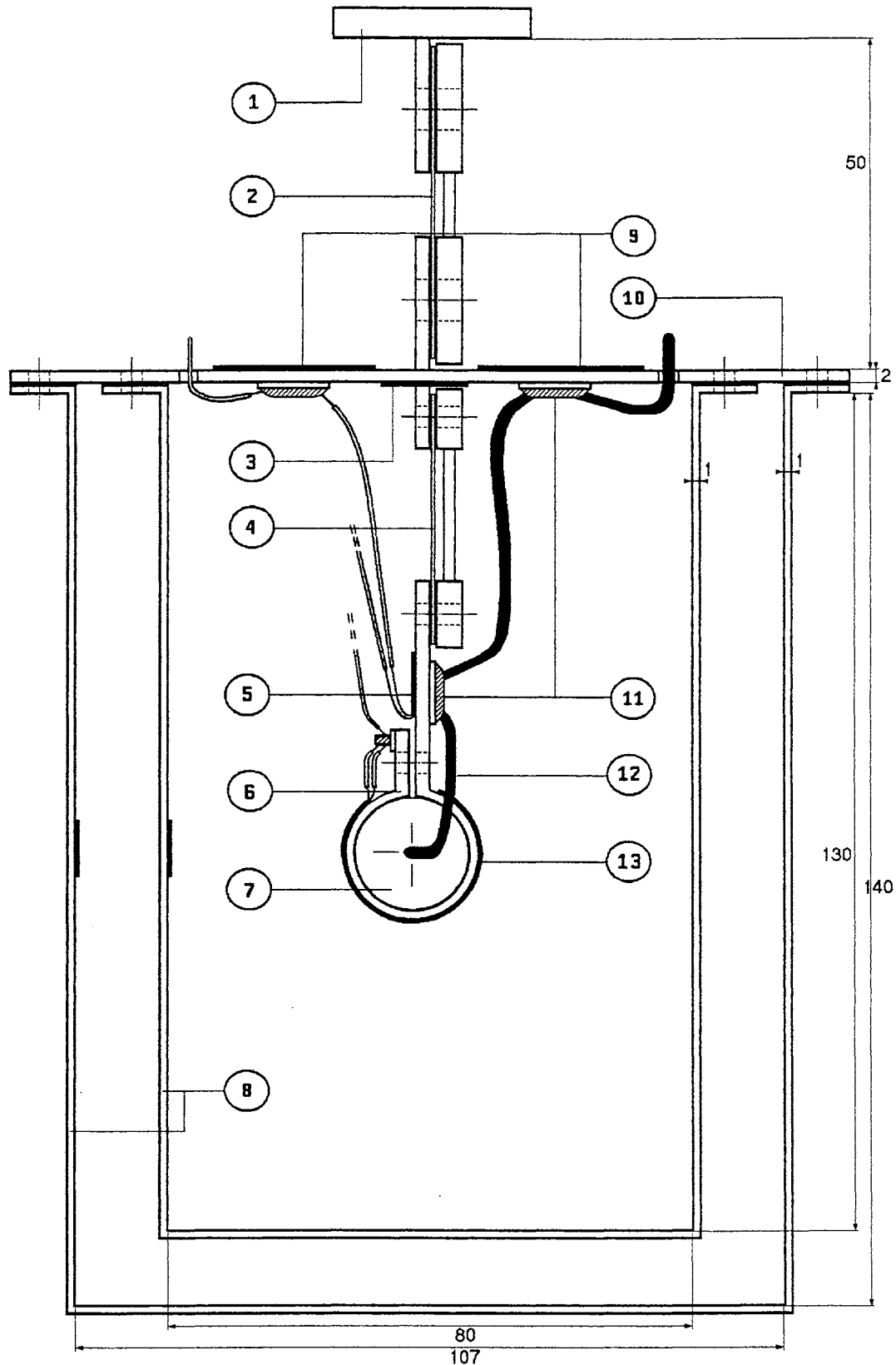


Fig.III.5. Système écran/cellule de mesure.

1. Température de référence T_0 . 2. résistance thermique R_{TH1} . 3. sonde de température T_1 .
 4. résistance thermique R_{TH2} . 5. sonde de température T_2 . 6. collier C_2 . 7. condensateur.
 8. écran thermique. 9. résistance chauffante R_1 . 10. couvercle de l'écran C_1 . 11. pastilles
 de thermalisation. 12. fils d'alimentation électrique. 13. résistance chauffante R_2 .

III.1.b. La cellule de mesure

La cellule de mesure est constituée d'un collier en cuivre d'épaisseur 1mm serré autour du condensateur, elle est reliée thermiquement au centre du couvercle du double écran par l'intermédiaire d'une résistance R_{TH2} en cuivre (Fig.III.5). Le collier est chauffé par une résistance R_2 de 75 Ω alimentée par une deuxième régulation qui régule l'écart de température ΔT avec le couvercle. La puissance calorifique P_0 transférée de la cellule C_2 au couvercle C_1 étant proportionnelle à ΔT (d'après l'équation III.1), c'est la stabilité de cet écart de température qui conditionnera la précision de la mesure. Aucun dispositif de régulation ne pouvant être parfaitement stable, l'utilisation de deux régulations de température absolue constituerait une double source d'instabilité, et donc une double cause d'incertitude. Avec une régulation absolue T_2 associée à une régulation d'écart ΔT , quelles que soient les éventuelles variations de la température T_1 , la réponse de la régulation d'écart visant à stabiliser ΔT entraînera des variations identiques de T_2 . L'instabilité de ΔT , et donc l'incertitude sur la mesure, provient ainsi de l'imperfection de la régulation d'écart seule. Il est à noter que cette solution n'est possible que si le système respecte les conditions suivantes :

- la constante de temps thermique de l'ensemble double écran-résistance R_{TH1} est supérieure à celle de l'ensemble cellule-résistance R_{TH2} . Il est alors nécessaire de minimiser la capacité calorifique de la cellule contenant le condensateur en réduisant la masse de cuivre employée. Le couvercle, au contraire doit posséder une capacité calorifique importante et son épaisseur a été dimensionnée à 2mm, ce qui présente un autre avantage, celui d'homogénéiser sa température.

- la sonde de température située sur la cellule de mesure doit être placée au plus près du point d'attache de la résistance thermique R_{TH2} , mais également du système de chauffage (résistance R_2). Une distance trop importante entre ces deux éléments fait apparaître un retard entre la mesure de la température et la réponse de la régulation, provoquant alors des instabilités pouvant aller jusqu'à l'instauration d'un régime permanent oscillant. La sonde a été positionnée à environ 1cm du système de chauffage de la cellule.

- La deuxième sonde de température nécessaire pour réguler l'écart entre la cellule et le couvercle est placée à proximité de la sonde reliée à la première régulation, au plus près du point d'attache sur le couvercle de la résistance thermique R_{TH2} .

La régulation de ΔT est conçue pour réguler des écarts de température compris entre 1°C et 10°C et délivre une puissance maximum de 10 W.

III.1.c. Thermalisation des fils

Les différents fils reliés aux capteurs de température, aux résistances chauffantes et surtout les fils d'alimentation du condensateur constituent des fuites thermiques qu'il est nécessaire de contrôler afin d'éviter que d'éventuelles variations de ces fuites n'influencent la mesure ou ne perturbent la stabilité des échanges en régime établi.

- Les fils de section faible (capteurs, résistances chauffantes) constituent une résistance thermique élevée, mais le gradient de température entre la cellule et la portion de ces fils en contact thermique avec le réservoir d'azote est très important (entre 150 et 300 °C), et les fuites ainsi générées sont susceptibles d'influer sur la mesure. Pour diminuer ces fuites thermiques, un point de chacun de ces fils est soudé sur une pastille en céramique, conducteur thermique et isolant électrique, située sur le couvercle (Fig.III.5).

- Les fils d'alimentation du condensateur ont une section de cuivre assez importante ($>3 \text{ mm}^2$), et constituent ainsi une résistance thermique faible ; la fuite thermique à travers ces fils ne peut être négligée, même avec un gradient de 10 °C. Le but recherché étant la stabilité des échanges calorifiques au cours de la mesure, il est nécessaire de rendre négligeables les éventuelles variations de la puissance s'échappant par ces fils. La même technique de thermalisation est utilisée, mais pour deux points de ces fils, les pastilles étant situées au plus près des deux sondes mesurant l'écart ΔT . Cet écart étant stabilisé par la régulation, la puissance transitant entre ces deux points ne subit pas de variations au cours de la mesure.

III.2. LE CIRCUIT D'ALIMENTATION DU CONDENSATEUR

La caractérisation des condensateurs en régime sinusoïdal a nécessité la réalisation d'un circuit spécifique d'alimentation (Fig III.6). La source de tension de ce circuit est un amplificateur de puissance de type Amplifier Research 700A1 (délivrant 250 W jusqu'à 2 MHz), alimenté par un générateur de fonctions. La puissance mise en jeu par le condensateur étant essentiellement réactive et de forte valeur (jusqu'à 3 kVAR pour les condensateurs testés) comparée à la puissance active que peut délivrer un amplificateur commercial dans la gamme de fréquences étudiée, ce circuit a pour buts de constituer une impédance quasi-résistive de valeur adaptée aux caractéristiques de sortie de l'amplificateur et d'échanger avec le condensateur une puissance réactive supérieure à la puissance active débitée par la source. Ce circuit est basé sur le principe de la résonance électrique et est dimensionné pour chaque valeur de la fréquence de mesure. Un premier étage résonnant est constitué d'une bobine L_0 placée en série avec le condensateur testé C , cette inductance est dimensionnée pour que la fréquence de résonance de ce circuit soit inférieure à la fréquence d'alimentation. Cet étage se comporte globalement comme un circuit inductif d'impédance $L\omega$ ($L\omega = L_0\omega - 1/C\omega$). En fixant $L\omega$ à une valeur faible (5Ω), le courant nominal dans le condensateur peut être atteint avec une tension d'alimentation faible. Grâce à un deuxième étage résonnant constitué d'un condensateur C_0 placé en parallèle avec le premier étage inductif (Fig.III.6), le courant nominal dans le condensateur est obtenu en faisant débiter un courant faible par la source. Ce circuit constitue une impédance purement résistive et de valeur suffisamment élevée, il réalise l'adaptation d'impédance avec l'amplificateur.

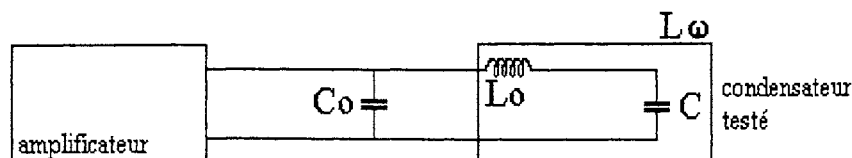


Fig.III.6. Circuit d'alimentation du condensateur.

III.3. PROTECTION VIS-A-VIS DES PERTURBATIONS

Le système de mesure et le circuit d'alimentation du condensateur ne sont pas en réalité totalement disjoints. En effet, le rayonnement électromagnétique dû à la circulation de courants de valeur efficace et de fréquence élevées (alimentation du condensateur) provoquent la circulation de courants parasites sur les fils de mesures de température et sur les fils d'alimentation des résistances chauffantes. Les éléments participant à ce rayonnement sont l'amplificateur, l'inductance d'accord L_0 , les fils d'alimentation et le condensateur testé C . Ce phénomène fausse d'une part la mesure des différentes températures, perturbant ainsi le système de régulation, et d'autre part la mesure de la puissance de chauffe délivrée par la régulation d'écart. Ainsi, le dispositif tel qu'il est présenté dans ce chapitre ne permet pas d'effectuer des mesures fiables pour des fréquences supérieures à 200kHz s'il n'est pas muni d'un système de protection vis-à-vis de ces perturbations [Seguin-96a].

Pour augmenter la fréquence limite d'utilisation de l'appareil, les perturbations électromagnétiques ont été réduites à trois niveaux :

- Réduction du rayonnement à sa source.
- Réduction de la susceptibilité au rayonnement des éléments de mesure.
- Filtrage des signaux de mesure.

Les modifications apportées au dispositif et présentées dans ce paragraphe sont décrites sur la figure III.7.

III.3.a. Réduction du rayonnement.

• A l'extérieur du calorimètre :

→ L'amplificateur de puissance et le circuit d'accord L_0 - C_0 sont enfermés dans une cage de Faraday reliée à la terre. Un filtre placé sur l'alimentation secteur de l'amplificateur empêche le retour des perturbations sur le réseau.

→ Le calorimètre est relié à la terre, son enceinte extérieure constitue également une cage de Faraday.

→ Les fils d'alimentation situés entre la cage et le calorimètre sont insérés dans une tresse, reliée à ses extrémités à ces deux éléments.

L'ensemble cage-tresse-calorimètre élimine le rayonnement émis à l'extérieur du calorimètre, et susceptible de perturber les appareils de mesure et de régulation.

• *A l'intérieur du calorimètre :*

→ La portion des fils d'alimentation située entre la tulipe de connexion et l'écran thermique est également insérée dans une tresse reliée à la masse du calorimètre.

→ Le rayonnement à l'intérieur de l'écran thermique (qui constitue également un écran vis-à-vis du rayonnement électromagnétique) est réduit par le blindage des fils d'alimentation à l'aide d'épaisses feuilles d'aluminium, connectées au couvercle C_1 , lui-même relié mécaniquement à la masse du calorimètre.

→ La cellule de mesure est constituée d'un collier en cuivre serré autour du condensateur testé et relié mécaniquement à la masse du calorimètre. Ce collier constitue également un écran protégeant les sondes de température et les résistances chauffantes vis-à-vis du rayonnement du condensateur.

III.3.b. Réduction de la susceptibilité de la connectique du système de régulation.

→ Le câblage du système de régulation est réalisé jusqu'à l'écran thermique à l'aide de câbles blindés reliés à la masse du calorimètre.

→ Toutes les résistances chauffantes et les sondes de températures sont recouvertes d'une feuille d'aluminium reliée à la masse.

→ Un écran supplémentaire (feuille d'aluminium) recouvre la cellule de mesure, renforçant ainsi la protection de la sonde de mesure T_2 et de la résistance R_2 .

→ Les fils des sondes de température situés à l'intérieur de l'écran thermique sont torsadés et blindés par une feuille d'aluminium reliée à la masse.

III.3.c. Filtrage des signaux continus de mesure et de chauffage.

→ Un premier filtrage est réalisé au niveau du couvercle. Un condensateur céramique de $1\mu\text{F}$ est placé en parallèle sur chacun des éléments du système de régulation (sondes et résistances chauffantes). Chacun de ces condensateurs est soudé sur les pastilles de thermalisation des fils. En constituant un chemin préférentiel en hautes fréquences, ce condensateur réduit la circulation des courants parasites asymétriques vers l'extérieur de l'écran thermique. Vis-à-vis des signaux continus, la valeur élevée de sa résistance d'isolement rend négligeable l'influence de ce condensateur sur la mesure.

→ Un deuxième étage de filtrage est placé à l'entrée du boîtier de régulation (également relié à la masse). Des condensateurs céramiques et au tantale de $1\mu\text{F}$ sont placés en parallèle sur chacun des éléments (réduction des courants asymétriques) et entre chaque fil et la masse (réduction des courants symétriques). Enfin, l'insertion en série d'inductances bobinées sur des tores en ferrite bloque la circulation des courants haute fréquence tout en constituant une résistance très faible (et identique sur chaque fil) en continu. L'influence de ce filtrage sur les mesures est également négligeable.

→ Il a également été nécessaire de filtrer le courant délivré par la régulation d'écart pour effectuer sa mesure lors des essais en régime non sinusoïdal sur des condensateurs remplissant la fonction de découplage d'une cellule de commutation (cf. Chapitre V). L'élément de filtrage est constitué de deux inductances placées en série à l'entrée et à la sortie de l'ampèremètre mesurant ce courant continu. Elles sont bobinées sur un même tore en ferrite, le sens des enroulements étant choisi pour que les deux flux provoqués par la circulation du courant continu dans les bobines s'annulent.

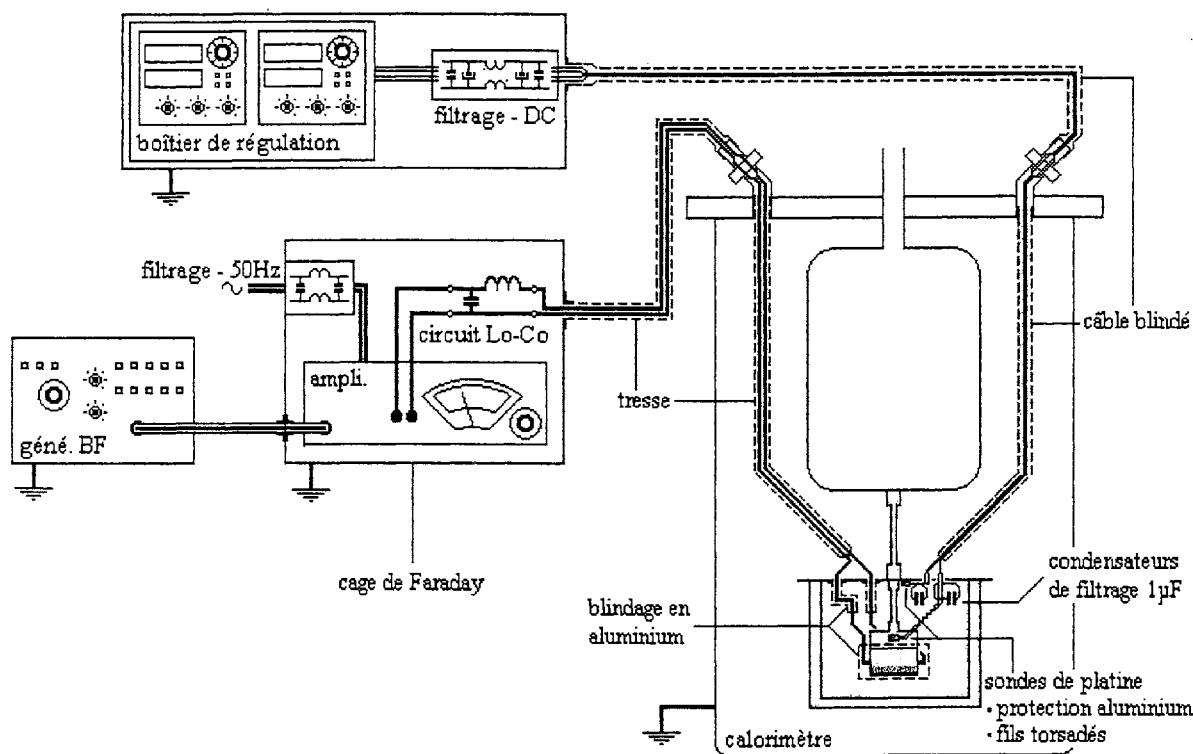


Fig.III. 7. Protection vis-à-vis des perturbations électromagnétiques.

La mise en place de tous ces éléments de protection et de filtrage a permis d'éliminer totalement le problème causé par les perturbations électromagnétiques pour les essais en régime sinusoïdal sur la gamme 1kHz-1MHz.

Pour mesurer la puissance dissipée dans un condensateur remplissant la fonction de découplage d'une cellule de commutation (cf. Chapitre V), nous avons placé une cellule de hacheur à l'intérieur du calorimètre, au-dessus du couvercle C_1 , afin de minimiser l'inductance de câblage en série avec le condensateur. Les commutations des interrupteurs placés à proximité des éléments de mesure provoquent d'importantes perturbations et ce convertisseur a dû être enfermé dans un écran. Malgré cette protection supplémentaire, une petite perturbation résiduelle subsiste, faussant la mesure de la puissance délivrée par la régulation de quelques %. La fréquence des oscillations apparaissant sur le courant dans le condensateur aux instants de commutation est de l'ordre de 20MHz à 30MHz, l'efficacité de la protection du dispositif peut être supposée correcte jusqu'à quelques MHz.

IV. PRECISION ET SENSIBILITE DU DISPOSITIF

IV.1. INCERTITUDE SUR LA MESURE

La minimisation des échanges par convection et par rayonnement entre la cellule de mesure et le milieu extérieur, et le fonctionnement du calorimètre à température donnée, rend les éventuelles variations de ces échanges au cours de la mesure négligeables devant la puissance calorifique mesurée.

D'après l'équation III.4, la valeur de ESR est déterminée par :

$$ESR = R - R_J = \frac{P}{I_{eff}^2} - R_J \quad (III.5)$$

Nous distinguons alors trois causes d'incertitude sur la détermination de ESR :

- (i) : La puissance P est déduite de la mesure des puissances P_0 et P_1 en régime stationnaire. Les instabilités de la régulation d'écart entraînent une erreur de mesure des deux puissances, et donc une incertitude $\delta P/P$ sur la puissance P .

- (ii) : La mesure du courant efficace est effectuée avec une certaine erreur relative $\delta I_{eff}/I_{eff}$.

Ces deux erreurs interviennent dans le calcul de l'incertitude $\delta R/R$ sur la résistance R :

$$\frac{\delta R}{R} = \frac{\delta P}{P} + 2 \frac{\delta I_{eff}}{I_{eff}} \quad (III.6)$$

- (iii) : La résistance R_J est déterminée avec une erreur $\delta R_J/R_J$.

La contribution de ces trois facteurs sur l'incertitude totale se traduit par l'expression :

$$\frac{\delta ESR}{ESR} = \frac{\delta R}{ESR} + \frac{\delta R_J}{ESR} = \frac{R}{ESR} \left(\frac{\delta P}{P} + 2 \frac{\delta I_{eff}}{I_{eff}} \right) + \frac{R_J}{ESR} \frac{\delta R_J}{R_J} \quad (III.7)$$

Nous allons examiner et estimer ces trois contributions.

(i). Incertitude sur la puissance P :

• Les instabilités de la régulation d'écart provoquent des variations δP_0 de la puissance échangée entre la cellule et le couvercle, qui se traduisent par des variations $\delta(\Delta T)$ de l'écart de température. D'après (III.1), la relation liant δP_0 et $\delta(\Delta T)$ est :

$$\frac{\delta P_0}{P_0} = \frac{\delta(\Delta T)}{\Delta T} \quad (III.8)$$

Ces variations constituent une cause d'incertitude sur la valeur de la puissance dissipée P .
 P résultant de deux mesures de puissance (P_0 et P_1), cette incertitude s'exprime par :

$$\left(\frac{\delta P}{P}\right)_{mes} = 2 \frac{\delta P_0}{P} = 2 \frac{\delta P_0}{P_0} \frac{P_0}{P} = 2 \frac{\delta(\Delta T)}{\Delta T} \frac{P_0}{P} \quad (\text{III.9})$$

Les variations $\delta(\Delta T)$ observées en régime stabilisé n'excèdent pas $3 \cdot 10^{-3} \text{ }^\circ\text{C}$ (Fig.III.2). L'écart ΔT étant supérieur à $1 \text{ }^\circ\text{C}$, le rapport $\delta(\Delta T)/\Delta T$ est inférieur à $3 \cdot 10^{-3}$. Le rapport P_0/P est limité à la valeur $3/2$ (la puissance P_0 est adaptée à la valeur de P estimée à priori), cette incertitude est inférieure à 1% :

$$\left(\frac{\delta P}{P}\right)_{mes} \approx 1\%$$

- La thermalisation des fils d'alimentation du condensateur n'est pas parfaite, chaque pastille en céramique constitue en réalité une résistance thermique non nulle ; de plus le cuivre séparant ces pastilles de la sonde de platine constitue également une résistance thermique. La dissipation de chaleur dans le condensateur lorsque celui-ci est sous tension peut provoquer la variation de la température du fil au point théoriquement thermalisé à T_2 , et donc de la puissance P_F transitant par ces fils.

Un calcul approché de ces différentes résistances thermiques a permis d'estimer l'influence d'éventuelles variations de P_F sur la valeur de la puissance P à environ $5 \cdot 10^{-3}$:

$$\frac{\delta P_F}{P} \approx 0,5\%$$

- La mesure de la puissance de chauffe délivrée par la régulation de température est effectuée à l'aide d'un multimètre de précision. L'incertitude sur la mesure de cette puissance est négligeable (de l'ordre de $10^{-2} \%$).

L'incertitude totale sur la mesure de la puissance dissipée vaut

$$\frac{\delta P}{P} = \left(\frac{\delta P}{P}\right)_{mes} + \frac{\delta P_F}{P} \approx 1,5\% \quad (\text{III.10})$$

(ii). Incertitude sur le courant efficace I_{eff} :

La mesure du courant efficace est effectuée à l'aide d'un oscilloscope numérique. L'ensemble sonde-oscilloscope a été étalonné, la mesure du courant efficace est effectuée avec une incertitude relative de 1,2 % :

$$\frac{\delta I_{eff}}{I_{eff}} \approx 1,2\%$$

On peut d'ores et déjà calculer l'incertitude sur la détermination de la résistance R :

$$\frac{\delta R}{R} = \frac{\delta P}{P} + 2 \frac{\delta I_{eff}}{I_{eff}} \approx 4\% \quad (III.11)$$

(iii). Incertitude sur la résistance R_J :

La résistance R_J représentant l'apport de chaleur des fils d'alimentation à la cellule de mesure est également mesurée à l'aide du dispositif calorimétrique, en déconnectant le condensateur et en court circuitant les fils dans la cellule. Cette mesure est effectuée avec la même précision que la mesure de R :

$$\frac{\delta R_J}{R_J} = \frac{\delta R}{R} \quad (III.12)$$

L'incertitude sur le calcul de la résistance ESR s'exprime finalement par :

$$\frac{\delta ESR}{ESR} = \left(\frac{R}{ESR} + \frac{R_J}{ESR} \right) \frac{\delta R}{R} = \left(1 + 2 \frac{R_J}{ESR} \right) 4\% \quad (III.13)$$

Cette incertitude dépend de la valeur relative de R_J par rapport à la valeur mesurée ESR.

La valeur de la résistance R_J résulte d'un compromis, la résistance électrique des fils d'alimentation doit être la plus faible possible pour minimiser R_J , mais la résistance thermique de ces fils doit être la plus grande possible pour minimiser les fuites P_F . Les résultats de la mesure de R_J à 25°C sont présentés sur la figure III.8.

Il est à noter que les valeurs R_J ne peuvent pas être mesurées électriquement. En effet, R_J ne correspond pas à la résistance électrique totale des fils d'alimentation, mais représente la quantité de chaleur qu'ils fournissent à la cellule pour un régime donné. Les fils étant thermalisés en deux points (à T_1 sur le couvercle et à T_2 sur la cellule), la moitié de la puissance dissipée dans la portion des fils située entre le couvercle et la cellule participe au chauffage de la cellule, alors que la totalité de la puissance dissipée dans la portion située « dans la cellule » entre le condensateur et le point à T_2 est prise en compte dans la mesure.

Toutefois, cette représentation de l'apport de chaleur par une résistance convient puisque nous avons pu vérifier par les mesures que R_J ne varie pas avec la valeur du courant circulant dans les fils.

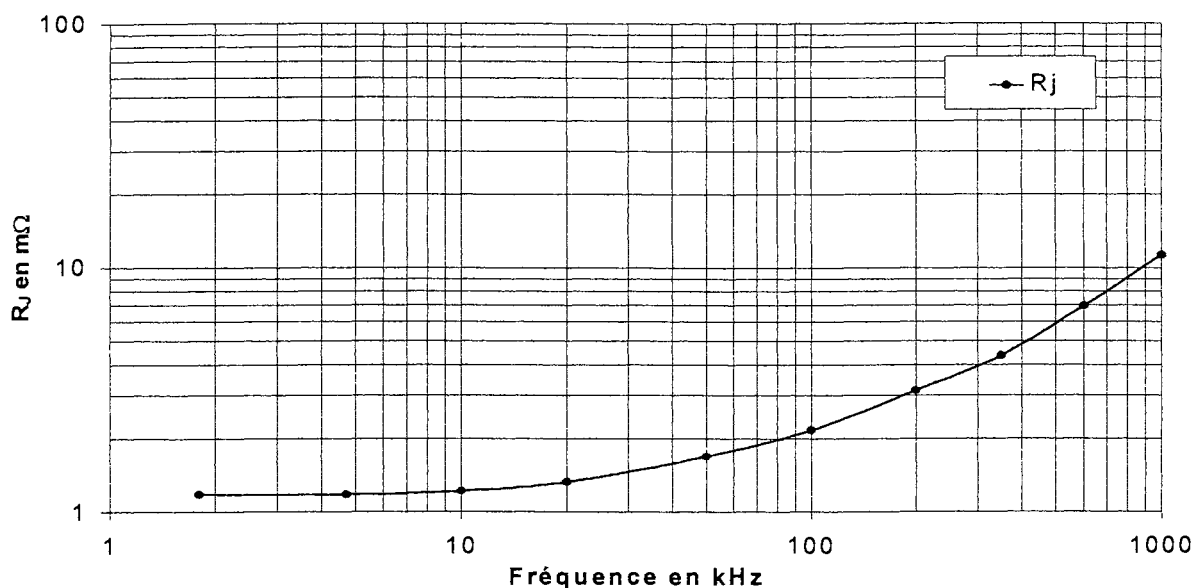


Fig.III.8. Résistance R_j en $m\Omega$ en fonction de la fréquence à 25°C.

La valeur R_j à 1,8kHz est très faible (1,2mΩ) mais augmente considérablement avec la fréquence à partir de 10kHz (effet de peau dans les fils) pour atteindre 11,5mΩ à 1MHz.

Les condensateurs que nous avons testés présentent des valeurs de ESR élevées pour les fréquences les plus basses de la gamme de mesure (<100kHz), représentant les pertes dans le matériau diélectrique (cf. Chapitre IV). L'ordre de grandeur de la résistance série équivalente de ces condensateurs à 1,8kHz est 100mΩ. A cette fréquence, l'incertitude sur la valeur ESR mesurée est voisine de 4%. A mesure que la fréquence augmente, la détermination des valeurs R_j introduit, en plus de l'incertitude relative de $\pm 4\%$, une incertitude absolue croissante. L'incertitude sur les valeurs ESR mesurées croît ainsi avec la fréquence, elle vaut $\pm 4\% \pm 0,16m\Omega$ à 100kHz et $\pm 4\% \pm 0,9m\Omega$ à 1MHz, ce qui peut constituer une erreur relative importante si l'on mesure une résistance série ESR de faible valeur à 1MHz (<10mΩ). Pour les trois condensateurs au polypropylène, au polycarbonate et au polyéthylène téréphtalate qui ont été caractérisés en régime sinusoïdal (cf. chapitre IV), l'incertitude sur les valeurs ESR mesurées à 100kHz vaut respectivement 8%, 5% et 4,4%, et atteint 18%, 12% et 10% à 1MHz.

Les fils d'alimentation sont constitués de fils de Litz réduisant l'effet de peau. De plus, la résistance en hautes fréquences des soudures sur les pastilles de thermalisation a également été réduite par apposition d'un « capot » en cuivre (la section externe de la soudure conduisant la majeure partie du courant en hautes fréquences est ainsi constituée de cuivre de résistivité inférieure au mélange étain-plomb). Malgré ces améliorations, l'évolution de R_j avec la fréquence est encore importante et les valeurs atteintes par ce paramètre pour les fréquences proches de 1MHz constituent le principal facteur d'incertitude sur l'estimation finale de ESR.

IV.2. ETALONNAGE DU DISPOSITIF

L'incertitude $\delta P/P \approx 1,5\%$ a été testée en injectant une puissance connue P_{inj} dans le condensateur et en la comparant à la valeur mesurée P_{mes} . Pour cela, une résistance en fil de constantan bobinée à l'intérieur d'un condensateur est alimentée par une source de tension continue. La puissance P_{inj} correspond à la puissance électrique dissipée dans cette résistance, elle est mesurée avec une excellente précision.

T_2 (°C)	P_0 (mW)	P_{inj} (mW)	P_{mes} (mW)	Ecart (%)
-45°C	32,72	16,92	16,85	-0,4
	130,45	103,84	102,8	-1
	824,1	699,5	690,8	-1,2
25°C	37,18	16,86	16,98	+0,7
	188,72	143,25	141,23	-1,4
	788,7	649,5	641,9	-1,2
85°C	29,4	20,09	20,21	+0,6
	171,4	140,26	137,64	-1,9
	674	569,2	564,4	-0,8

Tab.III.1. Etalonnage du dispositif.

Hormis une mesure effectuée à 85°C, l'ensemble des valeurs mesurées P_{mes} se situent effectivement dans la fourchette $P_{inj} \pm 1,5\%$.

Lorsque la consigne T_1 est fixée à une valeur assez élevée ($>85^\circ\text{C}$), la régulation de température absolue délivre une puissance de chauffe voisine de la puissance maximum 50W. On constate que dans ces conditions, l'amplificateur de sortie de cette régulation chauffe excessivement, ce qui a pour effet de dégrader sensiblement sa stabilité. Les mesures sont plus délicates à effectuer pour ces températures, ce qui peut expliquer l'erreur de 1,9% observée sur un point de mesure à 85°C.

On peut également noter que l'écart moyen pour l'ensemble des tests est négatif. En tenant compte d'une erreur systématique de -0,6%, l'ensemble des écarts obtenus se situe alors dans la fourchette $\pm 1,3\%$.

Enfin, ces tests nous permettent de vérifier que la précision des mesures est indépendante de la valeur de la puissance mesurée, puisque l'on adapte P_0 à la valeur que l'on souhaite mesurer.

IV.3. SENSIBILITE DU DISPOSITIF

La résistance thermique R_{TH2} est constituée d'une pièce mobile en cuivre, il est possible de changer sa valeur dans un rapport de 1 à 100. L'écart ΔT pouvant être régulé entre 1°C et 10°C, la puissance P_0 dont la valeur est adaptée à la puissance P que l'on souhaite mesurer peut varier dans un rapport de 1 à 1000.

Une puissance de 10 mW peut être mesurée avec la précision $\delta P/P \approx 1,5 \%$, le dispositif est donc conçu pour la mesure de puissances dissipées dans la gamme :

$$10mW \leq P \leq 10W$$

V. CONCLUSION

Nous avons spécialement conçu ce dispositif calorimétrique pour répondre à deux objectifs :

- La caractérisation en régime sinusoïdal de la résistance série équivalente ESR des condensateurs pour des tensions ou des courants pouvant dépasser les valeurs nominales, et dans la gamme de fréquences 1kHz-1MHz. Cette dernière étant compatible avec les signaux rencontrés en électronique de puissance.

- La mesure de la puissance dissipée dans les condensateurs lorsqu'ils sont soumis à une forme d'onde non sinusoïdale.

Le principe de mesure par calorimétrie autorise son utilisation pour d'autres applications :

- L'observation de la tension d'apparition des décharges partielles dans les condensateurs bobinés (cf. Chapitre IV).

- L'étude du vieillissement des condensateurs caractérisé par l'évolution de leur résistance série (cf. Chapitre I, paragraphe IV).

- La mesure des pertes électriques en fonctionnement nominal de tout autre composant.

Nous devons cependant conserver à l'esprit un handicap important de la méthode thermique : la lenteur des mesures (la mesure présentée sur la figure III.2 a nécessité 45min, la durée moyenne des mesures que nous avons effectuées se situe aux alentours de 30min). Une caractérisation complète d'un composant représente alors un travail assez long. Ce dispositif doit avant tout être utilisé pour caractériser des condensateurs présentant un angle de pertes très faible (notamment les condensateurs au polypropylène) ou pour étudier les pertes dans des composants soumis à un régime non sinusoïdal, ces deux types de mesures étant extrêmement difficiles à mener par une méthode électrique.

Pour des composants présentant un angle de pertes plus élevé ($>10^{-3}$), il doit surtout être utilisé pour valider par quelques points de mesure une caractérisation électrique lorsque celle-

ci est possible, ou pour la compléter par des points de mesure inaccessibles à l'aide des méthodes électriques classiques (forts courants et hautes fréquences par exemple).

L'incertitude sur la mesure de ESR est très faible jusqu'à 100kHz (4% à 8% pour les différents condensateurs testés), mais augmente avec la fréquence et est assez élevée à 1MHz (jusqu'à 18% pour la mesure la moins précise) pour des valeurs de ESR faibles ($<10\text{m}\Omega$). Nous avons pu nous rendre compte en effectuant une série de mesures à l'aide de l'analyseur d'impédance HP4194 (présentée au chapitre IV) que la difficulté de mesurer avec précision et de façon reproductible des faibles valeurs de ESR à des fréquences élevées n'est pas propre au dispositif calorimétrique.

De la première réalisation du dispositif à la mise au point actuelle, nous avons rencontré de nombreux problèmes thermiques (les fuites thermiques par conduction à travers les fils et par rayonnement introduisant une erreur importante sur la mesure, le mauvais positionnement des sondes ainsi qu'un dimensionnement inadéquat des différentes pièces constituant la cellule provoquant des oscillations sur la régulation d'écart), mais également électrique (résistance des fils d'alimentation très élevée) et électromagnétique (importantes perturbations à partir d'une fréquence de l'alimentation de 200kHz). Le dispositif n'a donc pas été pensé dès sa conception tel qu'il est présenté ici, mais résulte d'une série de modifications apportées à mesure que les problèmes nous sont apparus. Ce dispositif de mesure est perfectible et nous pouvons déterminer deux axes de travail qui devraient améliorer ses performances :

- La réalisation d'un système écran-cellule parfaitement symétrique, ce qui n'est pas le cas actuellement (notamment le positionnement des fils d'alimentation), et conçu pour faciliter la protection des éléments vis-à-vis du rayonnement électromagnétique afin de réduire ce problème à sa source.

- La réduction des valeurs R_J en hautes fréquences. Malgré sa constitution en brins isolés, le fil de Litz ne semble pas atténuer suffisamment l'effet pelliculaire qui se manifeste toujours par influence entre les brins. D'autres solutions sont à étudier pour minimiser cet effet, notamment l'utilisation de conducteurs méplats. De la même manière, la multiplication des soudures pour thermaliser les fils d'alimentation du condensateur augmente la valeur R_J et il est nécessaire de s'orienter vers la réalisation de contacts thermiques sans soudure, qui serait d'ailleurs facilitée par l'emploi de conducteurs méplats.

Le compromis entre une valeur importante de la résistance thermique et une faible résistance électrique des fils d'alimentation a été facilement obtenu en basses fréquences, le travail de mise au point doit désormais être orienté vers cette réduction de R_J en hautes fréquences, ce qui permettrait d'une part d'améliorer la précision des mesures, et d'autre part d'élargir la gamme de fréquences d'utilisation du dispositif. Il serait en effet intéressant de pouvoir effectuer des mesures avec une précision correcte jusqu'à des fréquences d'environ 10MHz, pour étudier l'évolution en hautes fréquences des pertes dans les parties métalliques des condensateurs.

- CHAPITRE IV -

**ETUDE EXPERIMENTALE : CARACTERISATION
DE CONDENSATEURS BOBINES**

I. INTRODUCTION

Plusieurs types de condensateurs bobinés à diélectrique plastique ont été caractérisés sous tension sinusoïdale. Leur résistance série équivalente ESR a été mesurée en fonction de la fréquence (à température fixée) et de la température (à fréquence fixée). Une première caractérisation a été menée sur trois condensateurs utilisant comme matériau diélectrique le polypropylène, le polycarbonate et le polyéthylène téréphtalate. L'objectif de cette caractérisation est de séparer les contributions des parties métalliques du condensateur et du matériau diélectrique aux pertes totales et d'étudier de façon précise le comportement de ces trois matériaux.

On est alors amené à se poser la question suivante : pour qu'une courbe ESR en fonction de la fréquence soit significative, doit-on effectuer les mesures à tension constante, à courant constant, ou même à puissance réactive mise en jeu constante ? La tension étant la variable d'état associée aux condensateurs, il semble logique de mener l'étude en conservant cette grandeur constante, d'autant plus que les différents phénomènes liés au matériau diélectrique et susceptibles d'influencer la valeur de la résistance série équivalente (non linéarités du matériau, apparition de décharges partielles...) dépendent de la valeur du champ électrique dans l'isolant (ou en bord d'armature), et donc de la tension appliquée entre les électrodes.

La méthode calorimétrique ne permet pas d'effectuer des mesures en fonction de la fréquence sous tension constante. En effet, pour les fréquences élevées (proches de la fréquence de résonance du condensateur), l'impédance du condensateur est faible ($<100\text{m}\Omega$) et la tension aux bornes du condensateur est limitée à quelques volts, le courant circulant dans le condensateur atteignant rapidement la valeur maximum admissible par le composant. En basses fréquences, une puissance dissipée minimale est requise ($\approx 10\text{mW}$) pour effectuer une mesure précise, ce qui sous-entend une valeur minimale du courant efficace traversant le condensateur (qui dépend de la valeur de ESR) et donc une valeur minimale de la tension efficace aux bornes supérieure à environ 100 volts pour les condensateurs que nous avons testés.

A partir d'une valeur seuil de tension ($\approx 400\text{ V}$ pour le condensateur étudié de 220nF-PP), la variation de ESR croît avec la tension. Ce seuil semble correspondre à l'apparition de décharges partielles, les condensateurs testés étant secs. La caractérisation des condensateurs a donc été menée pour des tensions efficaces inférieures à 400V , n'ayant pas d'influence sur ESR. On peut alors comparer des valeurs mesurées à basses fréquences, tensions élevées et faibles courants avec des valeurs obtenues à hautes fréquences, faibles tensions et forts courants, et ainsi exploiter les courbes représentant les variations de ESR avec la fréquence.

II. INFLUENCE DE LA TENSION APPLIQUEE SUR LA VALEUR DE ESR

La résistance série ESR d'un condensateur de 220nF au polypropylène métallisé et armatures (la caractérisation en fréquence et en température de ce condensateur est présentée dans le paragraphe suivant) a été mesurée à 25°C en fonction de la tension efficace à 1,8kHz, 4,7kHz et 10kHz (Figure IV.1).

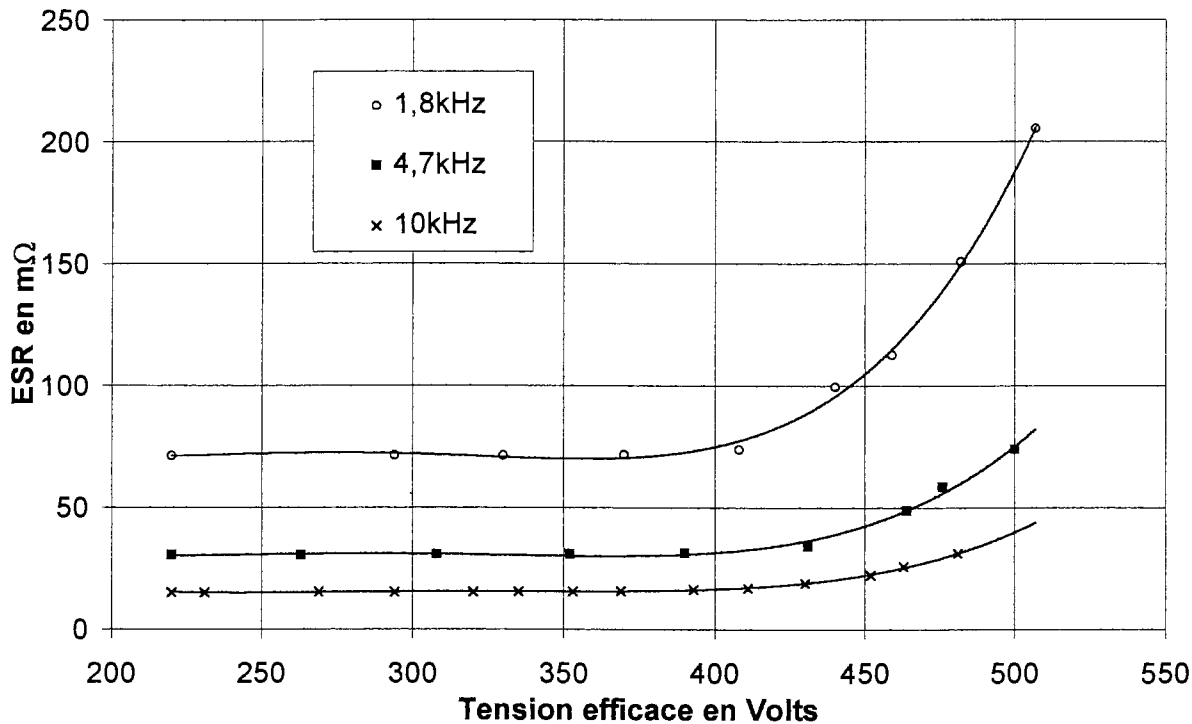


Fig.IV.1. Condensateur 220nF-PP.

Variations de ESR avec la tension appliquée à 25°C, à 1,8kHz, 4,7kHz et 10kHz.

Pour les trois fréquences de mesure, la résistance ESR est indépendante de la tension efficace jusqu'à une valeur seuil voisine de 400V. A partir de cette valeur, l'augmentation de ESR avec la tension est attribuée à l'apparition de décharges partielles en bord d'armatures, provoquant une dissipation d'énergie supplémentaire. En effet, en appliquant l'expression I.1 avec la valeur de champ E en bord d'armature obtenue par Hammal (30kV/mm) [Hammal-96], et les données géométriques du condensateur ($D=8\mu\text{m}$, $A=5,6\mu\text{m}$), la tension d'apparition des décharges pour une épaisseur de film est évaluée à :

$$V = D.E.\sqrt{\frac{A}{D}} = 8.10^{-6}.30.10^6\sqrt{\frac{5.6.10^{-6}}{8.10^{-6}}} \approx 200V$$

Par construction, la tension appliquée à une épaisseur de film correspond à la moitié de la tension aux bornes de ce type de condensateur (cf. Chapitre I). Les décharges partielles doivent donc apparaître pour une tension efficace de 400V appliquée au condensateur.

III. CARACTERISATION DE CONDENSATEURS AVEC DIFFERENTS MATERIAUX DIELECTRIQUES

Trois condensateurs ont été testés dans la gamme [1kHz,1MHz], [-50°C,+100°C] :

- un condensateur de valeur 220nF au polypropylène métallisé et armatures.
- un condensateur de 680nF au polycarbonate métallisé.
- un condensateur de 680nF au polyéthylène téréphtalate métallisé.

III.1. 220nF-POLYPROPYLENE (PP) METALLISE PLUS ARMATURES

Les caractéristiques de ce condensateur sont les suivantes :

Capacité mesurée à 25°C : 220nF.

Tension nominale en valeur efficace : 330V.

Courant nominal en valeur efficace : 10A.

Stabilité en fréquence de la capacité : $\pm 0,5\%$ sur [100Hz,1MHz] (mesurée au pont HP4194A).

Stabilité en température de la capacité : -3% entre -50°C et +100°C (données du fabricant).

Epaisseur du film de polypropylène : 8 μ m.

Résistivité de la métallisation mesurée : 1,34 Ω/\square .

Epaisseur des électrodes métalliques : 5,6 μ m.

Résistance de la métallisation en basses fréquences (évaluée à l'aide du calcul exposé en annexe A) : 1m Ω .

III.1.a. Variation de ESR avec la fréquence

La résistance série de ce condensateur a été mesurée en fonction de la fréquence pour trois valeurs fixées de la température du condensateur : -45°C, +25°C et +65°C (Figure IV.2). En tenant compte de l'étude précédente (Fig.IV.1), la tension efficace a été fixée à environ 200V pour les mesures effectuées aux fréquences les plus basses (à 1,8kHz, cette valeur correspond à un courant efficace de 0,5A) et a été progressivement diminuée lorsque la fréquence du test a été augmentée (la mesure à 1MHz est effectuée sous le régime $\approx 2V-5A$).

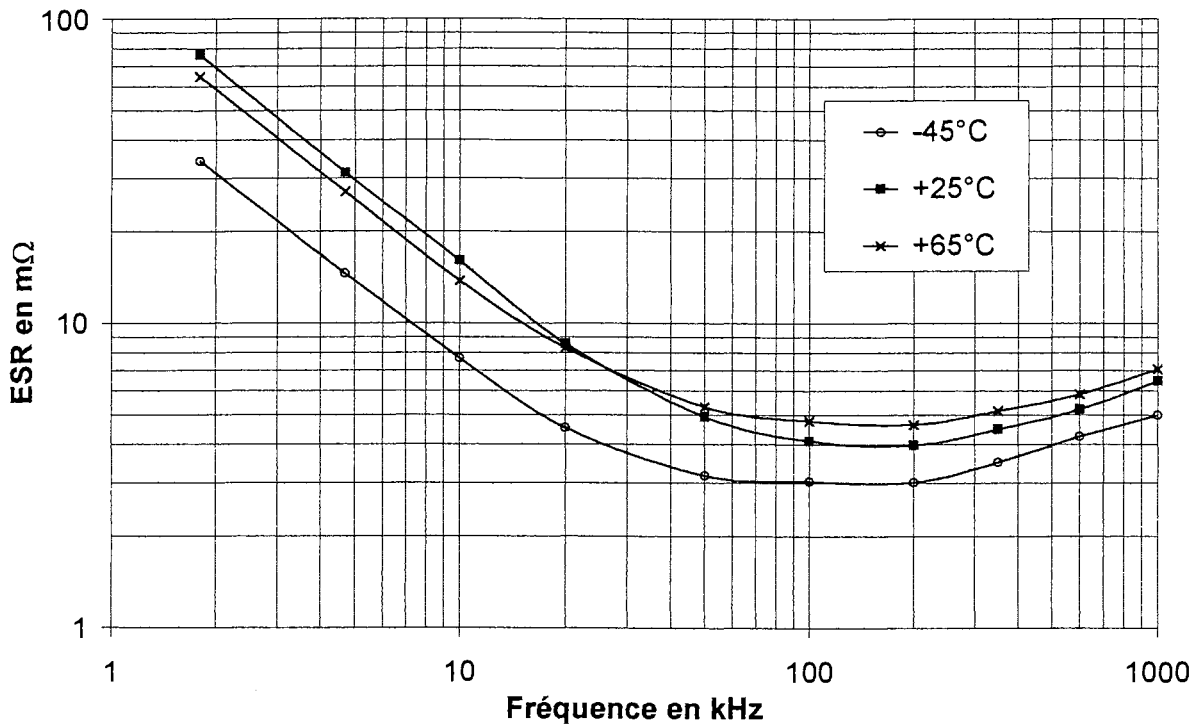


Fig.IV.2. Condensateur 220nF-PP. Variations de ESR en fréquence à -65°C, +25°C et +45°C.

A partir de la figure IV.2, on peut faire les remarques qualitatives suivantes :

- La résistance série équivalente ESR décroît aux basses fréquences ($< 10\text{kHz}$). Or, ESR est constituée d'un terme R_{Ω} (associé aux pertes ohmiques) et d'un terme R_D (associé aux pertes dans le matériau diélectrique). La valeur de R_{Ω} est constante en basses fréquences, et elle peut être estimée à $\approx 1\text{m}\Omega$ (calcul présenté en annexe A). R_{Ω} étant très faible vis-à-vis de ESR ($\approx 75\text{m}\Omega$ à $1,8\text{kHz}$ et 25°C), ESR en basses fréquences correspond au terme R_D et donc aux pertes dans le matériau diélectrique. Des variations de ESR nous déduirons celles de $\tan\delta_D$ du polypropylène.

Cette observation est en accord avec les études menées précédemment sur la résistance série des condensateurs [Price-81], [Lafferty-92]. Dans la gamme de fréquences étudiées, le polypropylène présente un facteur de dissipation $\tan\delta_D$ et une permittivité relative (définissant la capacité) quasiment constants [Anderson-58]. Le terme $R_D = \tan\delta_D / C\omega$ doit donc varier en $1/f$ pour ce matériau, ce que nous retrouvons expérimentalement (Fig.IV.2).

- Quand la fréquence augmente, le terme $\tan\delta_D / C\omega$ décroît, la contribution relative du terme R_D à la valeur de ESR devient moins importante ; aussi R_{Ω} devient prépondérant à partir de 100kHz . Au-delà, la variation de ESR semble suivre une loi en $f^{1/2}$, pouvant être attribuée à l'augmentation de R_{Ω} par l'effet de peau dans les parties métalliques (cf. paragraphe IV).

- Contrairement à ce qui a été observé en basses fréquences ($\text{ESR} \approx R_D$), les valeurs de ESR en hautes fréquences ($\approx R_{\Omega}$) ne cessent de croître avec la température, ce qui est en accord avec l'hypothèse d'une différence entre la nature des pertes en basses fréquences et en hautes fréquences.

III.1.b. Variation de ESR avec la température

Les pertes dans le condensateur ont été mesurées à différentes températures θ entre -45°C et $+95^{\circ}\text{C}$ pour les régimes électriques : $[1,8\text{kHz}-200\text{V}-0.5\text{A}]$, $[10\text{kHz}-145\text{V}-2\text{A}]$, $[100\text{kHz}-35\text{V}-5\text{A}]$ et $[1\text{MHz}-2\text{V}-5\text{A}]$. Les résultats de ces mesures sont reportés sur les figures IV.3 et IV.4 sous la forme $\text{ESR}(\theta)$.

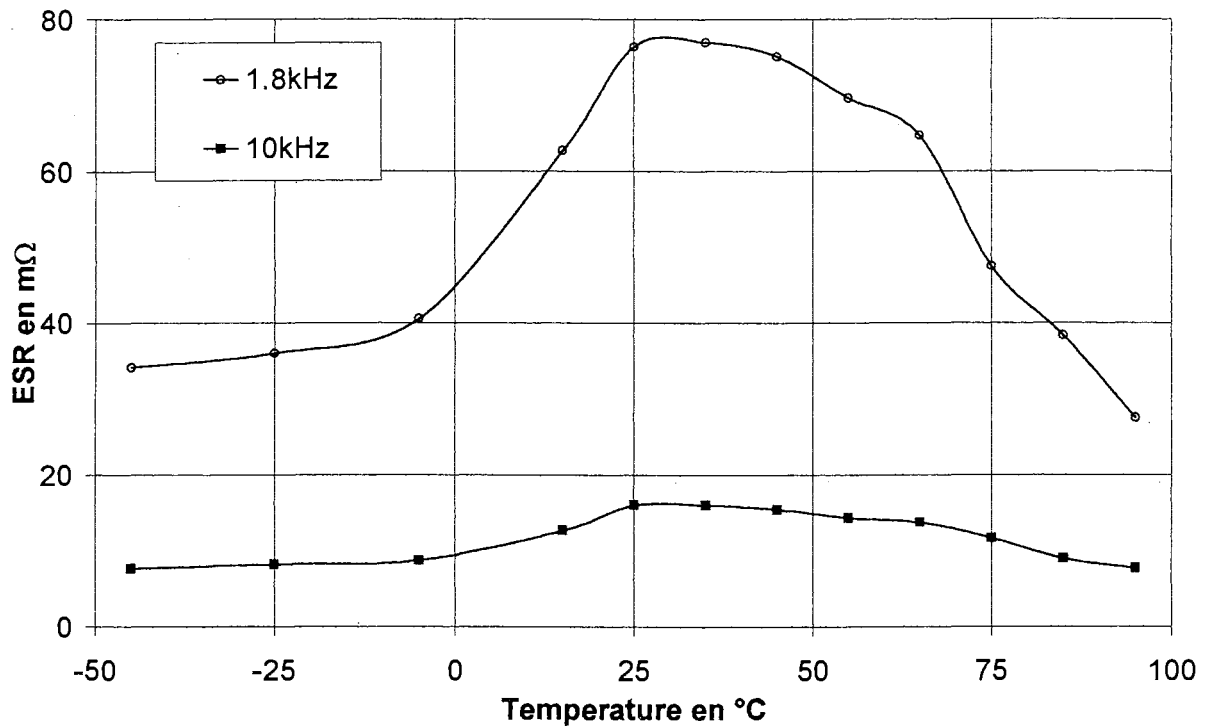


Fig.IV.3. Condensateur 220nF-PP. Variations de ESR en température à 1,8kHz et 10kHz.

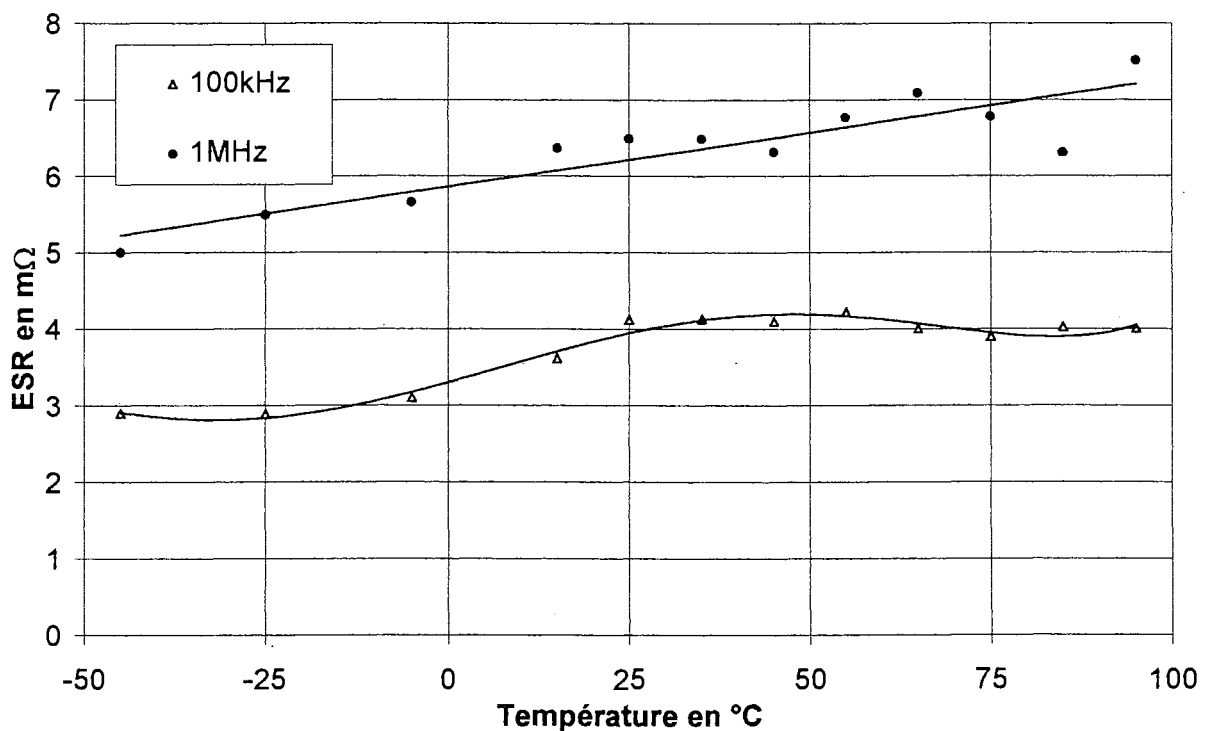


Fig.IV.4. Condensateur 220nF-PP. Variations de ESR en température à 100kHz et 1MHz.

- A 1,8kHz et 10kHz, les courbes représentant ESR en fonction de la température présentent un maximum très aplati vers 30°C. A ces fréquences, elles représentent les variations de R_D . Dans la gamme 100kHz-1MHz, les courbes ESR(θ) ne présentent plus de variations aussi importantes. La courbe obtenue à 1MHz suit une loi de variation quasi linéaire (aux incertitudes de mesure près), s'apparentant beaucoup plus à la variation de la résistivité d'un métal avec la température.

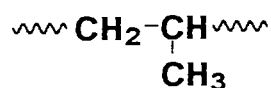
III.1.c. Les pertes du polypropylène

La figure IV.5 donne la tangente de l'angle de pertes du polypropylène en fonction de la température. Les courbes ont été tracées à l'aide de l'expression $\tan\delta_D = R_D C \omega$, en tenant compte de la variation de la capacité avec la température. Les valeurs R_D sont déduites des valeurs mesurées de ESR auxquelles on retranche la valeur estimée de R_Ω en basses fréquences (1m Ω). La permittivité du polypropylène ne subissant entre -50°C et +100°C qu'une variation assez faible (-3%), il est normal que la résistance $R_D = \tan\delta_D / C \omega$ et le facteur de dissipation $\tan\delta$ présentent des variations avec la température quasiment identiques pour une fréquence fixée.

Nos résultats (Figure IV.5) concordent avec ceux de Umemura et al [Umemura-82] (Figure IV.6). On note la similitude des courbes obtenues, et notamment la présence d'un maximum très étendu (0°C à 80°C environ) dans lequel on peut distinguer des épaulements vers 30°C et 50-60°C. La valeur maximale des pertes que nous avons mesurée est légèrement supérieure ($2,15 \cdot 10^{-4}$ au lieu de $1,8 \cdot 10^{-4}$ à 10kHz), mais cette différence peut très bien s'expliquer par une origine différente du polypropylène. La disparité des pertes suivant la nature et l'origine du polypropylène (degré de cristallinité, d'isotacticité...) a été mise en évidence par les travaux de Buckingham et Reddish [Buckingham-67].

Plusieurs relaxations diélectriques de faible amplitude dans le polypropylène ont été interprétées suite à des études diélectriques et mécaniques [McGrum-67], [Kramer-62], [Nielsen-62] :

- à haute température (100-120°C à 1 kHz) (en dehors de notre gamme d'étude), une relaxation a été attribuée aux mouvements de rotation et torsion de la chaîne principale à l'intérieur des zones cristallines. En effet, de formule chimique :



le polypropylène est un matériau semi-cristallin, sous la forme isotactique ou syndiotactique ; la cristallinité peut dépasser 60%. Ce polymère est très faiblement polaire ($\epsilon_r = 2,25$ à 23°C).

- à basse température (-100°C) (en dehors de notre gamme d'étude), une relaxation a été attribuée aux mouvements locaux des groupements méthyles dans la phase amorphe.

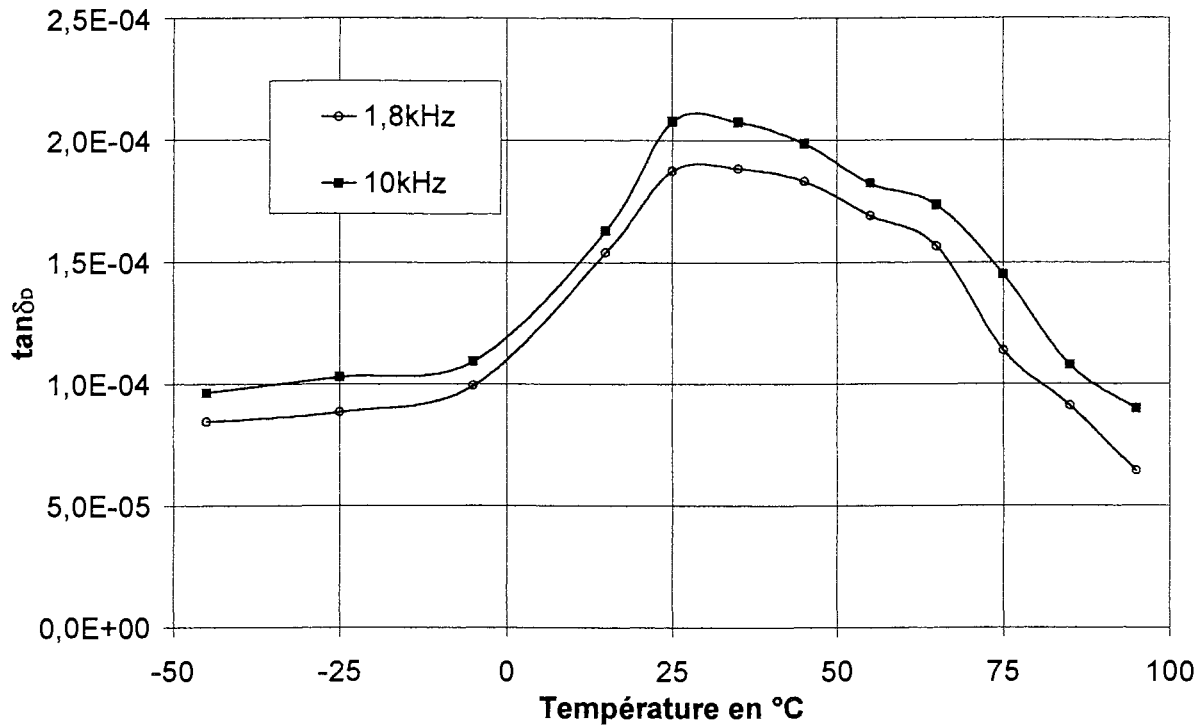


Fig.IV.5. $\tan \delta_D$ du polypropylène déduit des mesures à 1,8kHz et 10kHz.

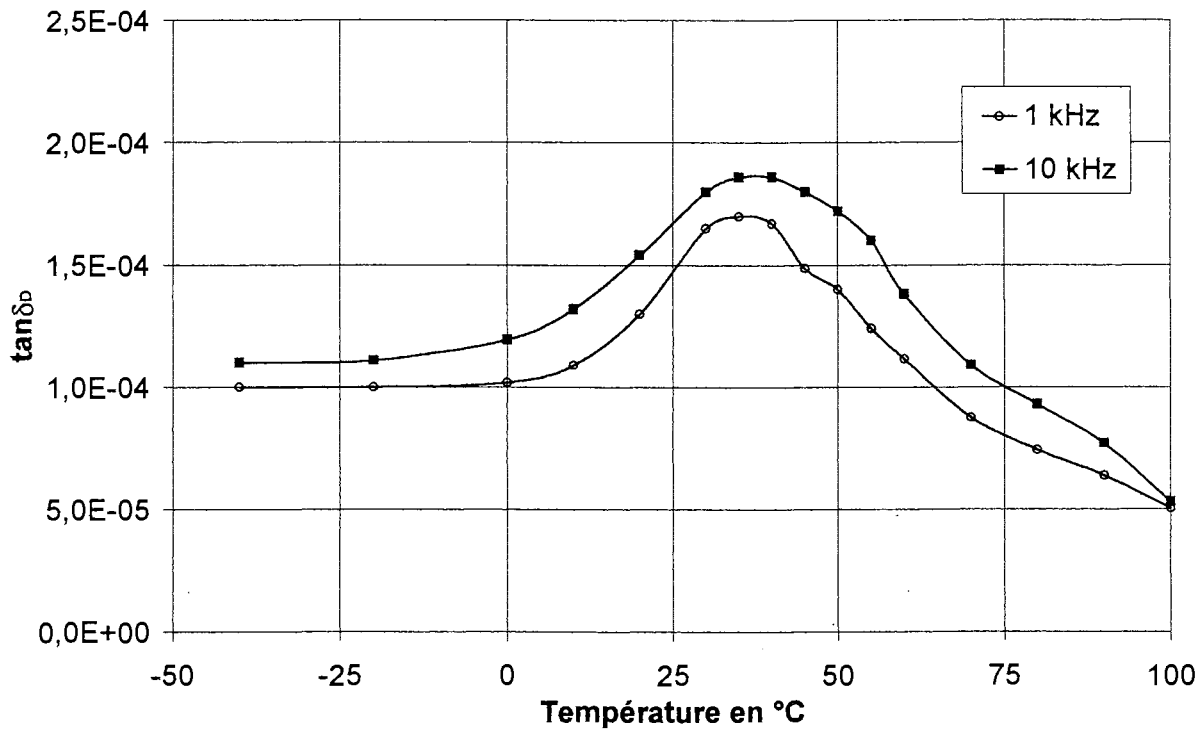


Fig.IV.6. $\tan \delta_D$ du polypropylène à 1kHz et 10kHz d'après [Umemura-82].

- à température ordinaire ($\approx 20^\circ\text{C}$), à 1 kHz, une relaxation a été associée à des mouvements dans la zone amorphe située à la frontière des zones cristallines. Les pertes correspondantes sont faibles et leur origine n'est pas connue avec certitude. L'épaule de la figure IV.6 à environ 50-60°C a été attribué par Umemura et al à la relaxation de produits antioxydants

ajoutés au polypropylène au cours de sa fabrication. Cette relaxation a été aussi attribuée à des impuretés de type catalyseur, à des produits résultant de son oxydation. Ces interprétations sont assez étonnantes dans la mesure où les courbes $\tan\delta(\theta)$ relatives au PP ne présentent pas le décalage habituellement observé quand la fréquence de mesure change. En effet, il est trouvé dans le cas de véritables relaxations une relation du type $f \times \exp(E/RT_{\max}) = \text{constante}$. Mais pour le moment il n'existe pas d'autre interprétation des pertes très faibles et difficiles à mesurer du polypropylène.

III.2. 680nF-POLYCARBONATE (PC) METALLISE

Les caractéristiques de ce condensateur sont les suivantes:

Capacité mesurée à 25°C et 1kHz : 674nF.

Tension nominale en valeur efficace : 320V.

Stabilité en fréquence de la capacité sur [100Hz,100kHz] : -1% (mesurée au pont HP4194A).

Stabilité en température de la capacité : $\pm 1\%$ entre -50°C et +100°C (données du fabricant).

Epaisseur du film de polycarbonate métallisé : 11,2 μm .

Résistivité de la métallisation mesurée : 1,8 Ω/\square .

Résistance de la métallisation en basses fréquences (évaluée à l'aide du calcul exposé en annexe A) : 6m Ω .

III.2.a. Variation de ESR avec la fréquence

La résistance série ESR de ce condensateur a été mesurée en fonction de la fréquence pour les températures -45°C, +25°C et +65°C (Figure IV.7).

- Les variations de ESR avec la fréquence sont similaires aux variations observées sur le condensateur 220nF-PP : ESR décroît en basses fréquences, puis augmente en hautes fréquences.

En basses fréquences, la résistance ohmique R_{Ω} a été estimée à environ 6m Ω , ce qui est faible vis-à-vis des valeurs prises par ESR ($\approx 140\text{m}\Omega$ à 1,8kHz et 25°C). Comme pour le condensateur 220nF-PP, ESR peut donc être assimilée au terme R_D représentant les pertes diélectriques aux fréquences basses.

Contrairement au condensateur 220nF-PP précédemment caractérisé, les variations de ESR avec la fréquence ne sont pas identiques pour les trois températures. A 25°C, la décroissance de ESR (et donc de R_D) ne suit pas une loi en $1/f$ (caractéristique d'un $\tan\delta_D$ constant), mais correspond à un facteur de dissipation $\tan\delta_D = R_D C \omega$ du polycarbonate qui croît avec la fréquence, ce qui est en accord avec les résultats de Brinkmann [Brinkmann-75].

A -45°C , on peut observer un épaulement vers 20kHz. La présence de cet épaulement est attribuée au phénomène de relaxation dipolaire dans le matériau diélectrique et sera expliquée par l'étude des pertes dans le polycarbonate.

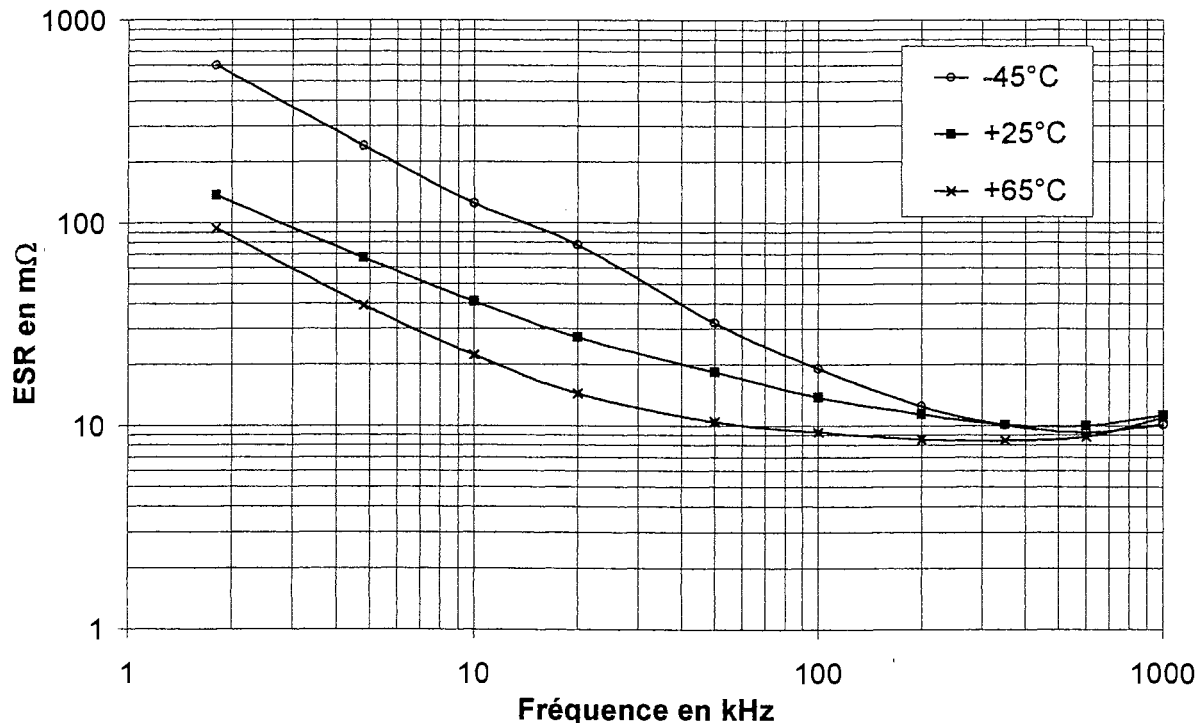


Fig.IV.7. Condensateur 680nF-PC - Variations de ESR en fréquence à -45°C , $+25^{\circ}\text{C}$ et $+65^{\circ}\text{C}$.

On peut anticiper l'étude de ESR en fonction de la température à fréquence fixée en observant la diminution des pertes en basses fréquences entre -45°C et $+25^{\circ}\text{C}$, puis entre $+25^{\circ}\text{C}$ et $+65^{\circ}\text{C}$.

III.2.b. Variation de ESR avec la température

Les pertes dans le condensateur ont été mesurées à différentes températures entre -45°C et $+95^{\circ}\text{C}$ pour une fréquence fixée à 1,8kHz, 10kHz, 100kHz et 1MHz (Figures IV.8 et IV.9).

Comme pour le condensateur au polypropylène, les variations de ESR avec la température à 1,8kHz, 10kHz et 100kHz sont attribuées aux variations du terme R_D associé aux pertes dans le matériau diélectrique. A mesure que l'on augmente la fréquence, la contribution relative du terme R_D à la valeur globale ESR diminue, ce qui a pour effet de diminuer l'amplitude des variations de ESR, ceci est nettement observable sur les courbes tracées à 1,8kHz et 100kHz. A 1MHz, le terme R_{Ω} est prépondérant et les variations des pertes de nature diélectrique ne sont plus observables.

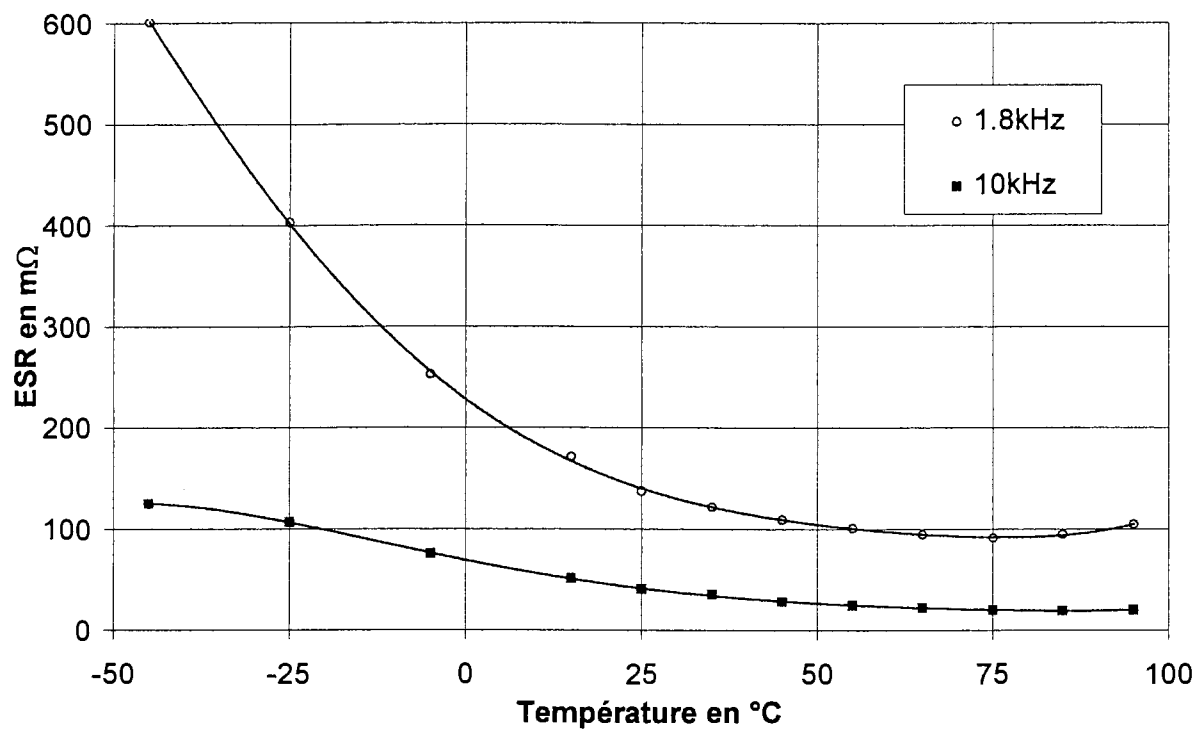


Fig.IV.8. Condensateur 680nF-PC - Variations de ESR en température à 1,8kHz et 10kHz.

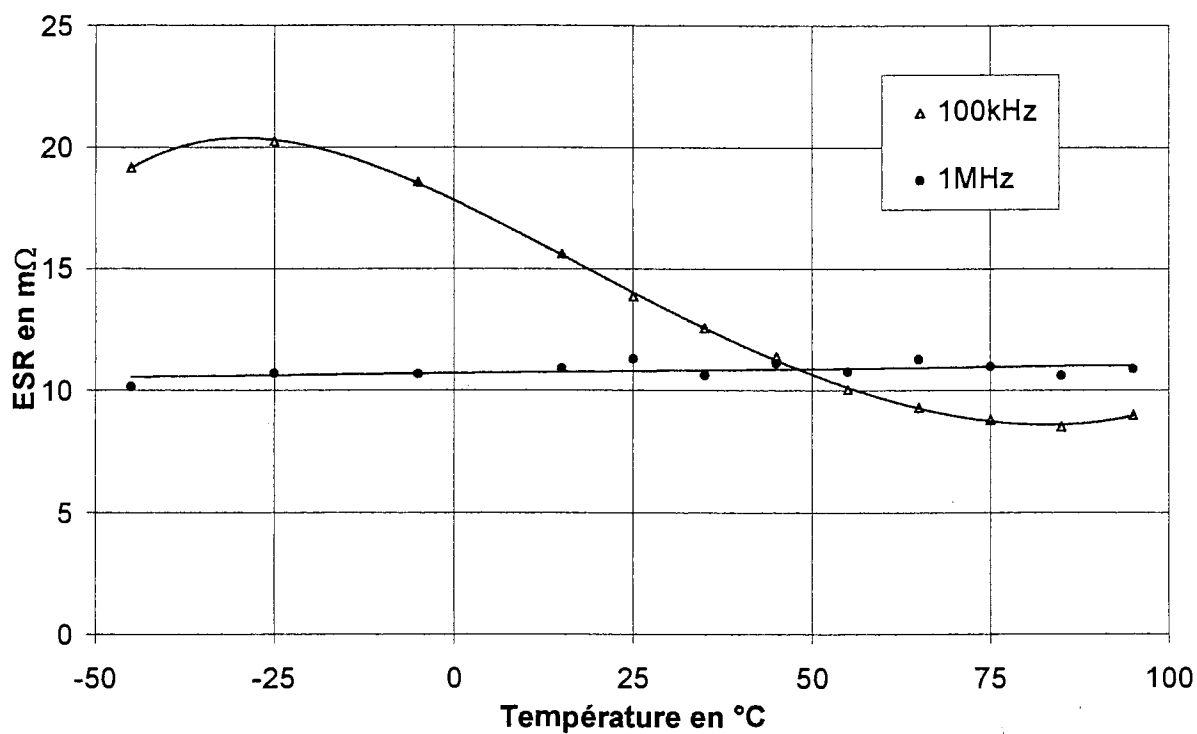
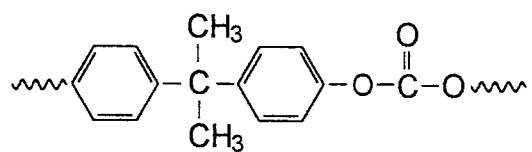


Fig.IV.9. Condensateur-680nF-PC - Variations de ESR en température à 100kHz et 1MHz.

III.2.c. Les pertes du polycarbonate

Les valeurs du facteur $\tan\delta_D$ reportées sur la figure IV.10 sont déduites des mesures de ESR en tenant compte de la variation de la capacité avec la température et d'un terme R_Ω de $6m\Omega$. On observe un maximum qui se déplace vers les températures élevées quand la fréquence de mesure augmente, ce qui est une caractéristique des relaxations dipolaires dans les matériaux diélectriques [Reddish-50]. Pour la fréquence de 10kHz, le pic de relaxation se situe à une température inférieure à -45°C (en dehors de notre gamme de mesure), alors qu'à 100kHz, on peut l'observer à environ -30°C . Ce pic serait donc observable à -45°C pour une fréquence de mesure comprise entre 10kHz et 100kHz. On pourrait alors observer un maximum local entre ces deux fréquences si l'on traçait la courbe représentant le facteur de dissipation du polycarbonate en fonction de la fréquence à -45°C . Ceci explique l'épaule observée à 20kHz sur la courbe ESR(f) tracée à -45°C (Figure IV.7).

La figure IV.11 représente le facteur de dissipation d'un film de polycarbonate déshydraté mesuré en fonction de la température à 1kHz par Bair et al [Bair-78]. Rappelons que le polycarbonate est un polymère de formule chimique :



Sa température de transition vitreuse est de 149°C , sa cristallinité peut atteindre au maximum 20 à 25%. Le polycarbonate possède une structure polaire ($\epsilon_r = 2,9$ à 25°C).

Ses pertes électriques sont de l'ordre de $5 \cdot 10^{-4}$ à température ordinaire ; elles présentent un maximum très aplati entre -140 et $+20^\circ\text{C}$ (mesures à 1 kHz) [Bair-78]. La relaxation à l'origine de ce large maximum a été observée aussi par des mesures mécaniques dynamiques. Elle serait due au chevauchement de deux mécanismes : le mouvement des groupements carbonates (aux basses températures) et celui des groupements phénylènes (aux températures plus élevées) [Aoki-76].

La courbe que nous avons tracée à 1,8kHz (Figure IV.10) et la figure IV.11 présentent les mêmes variations entre -50°C et $+50^\circ\text{C}$, mais nos valeurs sont nettement supérieures. Il a été mis en évidence la forte influence de la teneur en eau du polycarbonate sur ses pertes [Bair-78]. Ce matériau absorbe naturellement l'eau, ce qui contraint les fabricants à protéger systématiquement ce type de condensateur par un boîtier étanche [Besson-90]. Une teneur en eau élevée du condensateur testé peut alors expliquer l'écart entre nos résultats et ceux obtenus par Bair et al.

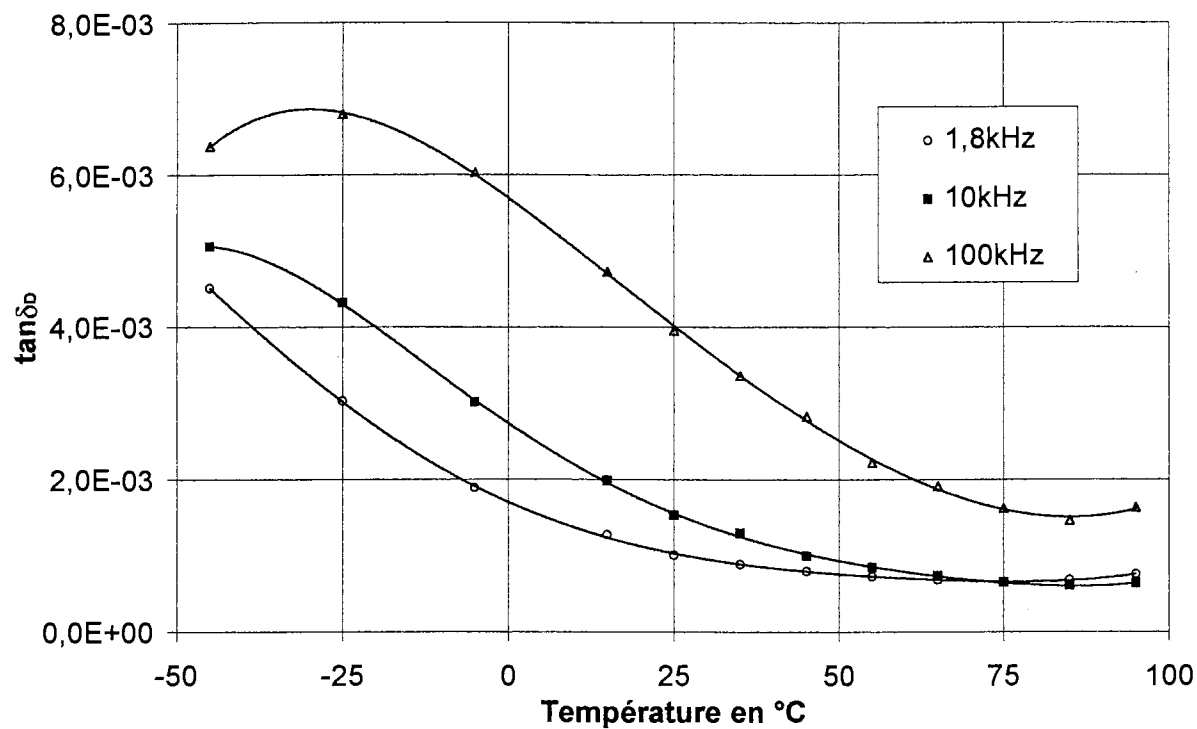


Fig.IV.10. $\tan \delta_D$ du polycarbonate déduit des mesures à 1,8kHz, 10kHz et 100kHz.

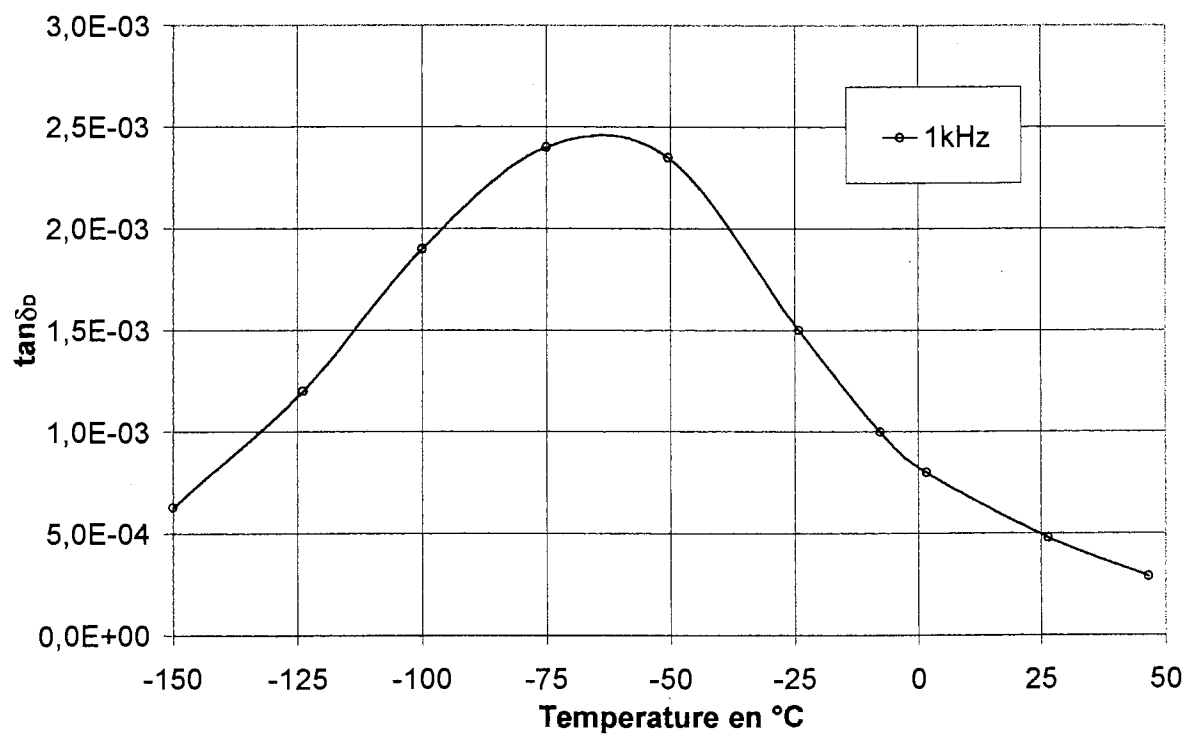


Fig.IV.11. $\tan \delta_D$ du polycarbonate déshydraté à 1kHz d'après [Bair-78].

III.3. 680nF-POLYETHYLENE TEREPHTHALATE (PET) METALLISE

Les caractéristiques de ce condensateur sont les suivantes:

Capacité mesurée à 25°C et 1kHz : 690nF.

Tension nominale en valeur efficace : 480V.

Stabilité en fréquence de la capacité : -3,5% sur [100Hz,1MHz] (mesurée au pont HP4194A).

Stabilité en température de la capacité: +13% entre -50°C et +100°C (données du fabricant).

Epaisseur du film de polyester métallisé : 12,5µm.

Résistivité de la métallisation mesurée : 2Ω/□.

Résistance de la métallisation en basses fréquences (évaluée à l'aide du calcul exposé en annexe A) : 4,5mΩ.

III.3.a. Variation de ESR avec la fréquence

La résistance série ESR de ce condensateur a été mesurée en fonction de la fréquence pour les températures -45°C, +25°C et +65°C (Figure IV.12) :

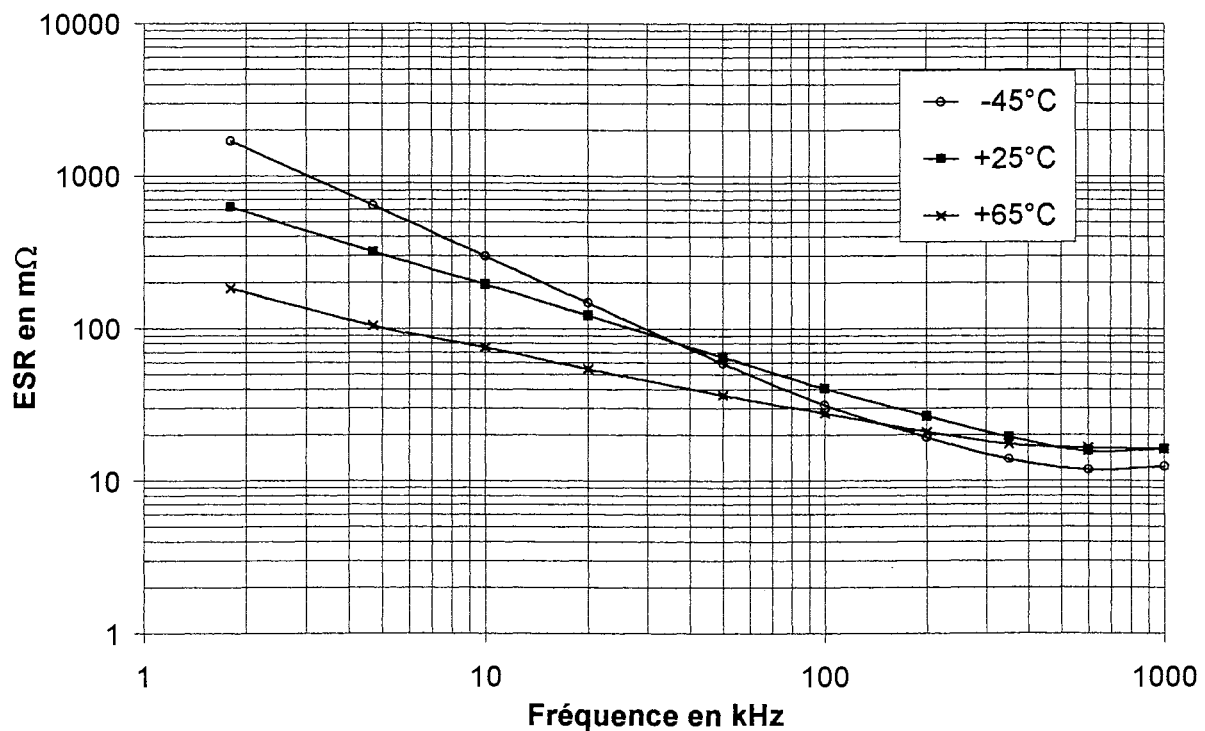


Fig.IV.12. Condensateur 680nF-PET - Variations de ESR en fréquence à -45°C, +25°C et +65°C.

- L'allure des courbes représentant les variations de ESR avec la fréquence est semblable à celle des courbes obtenues avec les deux condensateurs précédents. Les valeurs ESR mesurées sur ce condensateur sont assez élevées en basses fréquences ($\approx 630\text{m}\Omega$ à 1,8kHz et 25°C) et beaucoup plus grandes que la valeur R_Ω estimée par calcul ($\approx 4,5\text{m}\Omega$). Les valeurs ESR en basses fréquences (quasiment égales au terme R_D) sont représentatives des pertes élevées du polyéthylène téréphtalate.

Comme pour le condensateur au polycarbonate, les variations de ESR avec la fréquence ne suivent pas une loi identique pour les trois températures de mesure. A -45°C , la décroissance de ESR en basses fréquences suit quasiment une loi en $1/f$. On peut en effet noter sur la figure IV.16 tracée d'après [Reddish-50], que le facteur de dissipation du PET varie peu entre 1,8kHz et 100kHz à -45°C (il est légèrement décroissant). Pour les températures $+25^\circ\text{C}$ et $+65^\circ\text{C}$, les variations de ESR correspondent à un facteur de dissipation $\tan\delta_D$ du PET croissant avec la fréquence, ce qui est également en accord avec les résultats de Reddish.

III.3.b. Variation de ESR avec la température

Les pertes dans le condensateur 680nF-PET ont été mesurées pour des températures comprises entre -45°C et $+95^\circ\text{C}$, à 1,8kHz, 10kHz, 100kHz et 1MHz (Figures IV.13 et IV.14).

On observe pour les quatre fréquences de mesure le passage par un maximum de ESR pour une température comprise entre -45°C et $+95^\circ\text{C}$. La présence de ce maximum est due, comme pour le polycarbonate, à un phénomène de relaxation dipolaire dans le matériau diélectrique. Les figures IV.13 et IV.14 montrent clairement le glissement du pic de relaxation vers les températures élevées lorsque la fréquence des mesures augmente. La contribution de R_D à la valeur globale ESR diminuant avec la fréquence, on observe comme pour le condensateur 680nF-PC, la diminution de l'amplitude des variations de ESR lorsque la fréquence des mesures augmente. Toutefois, comme les pertes du polyéthylène téréphtalate sont élevées (Fig.IV.16), la contribution de R_D à ESR reste importante même à 1MHz, et permet l'observation de la relaxation à cette fréquence (Fig.IV.14), ce qui n'était pas le cas lors de l'étude du condensateur au polycarbonate.

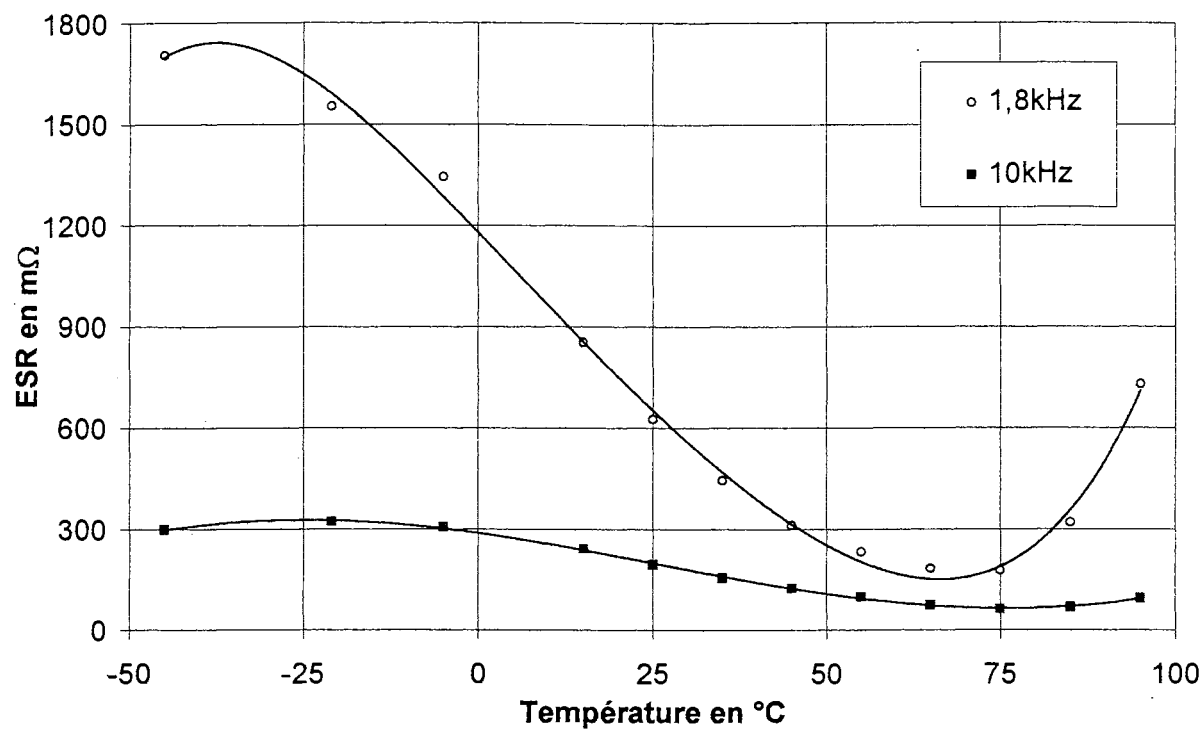


Fig.IV.13. Condensateur-680nF-PET - Variations de ESR en température à 1,8kHz et 10kHz.

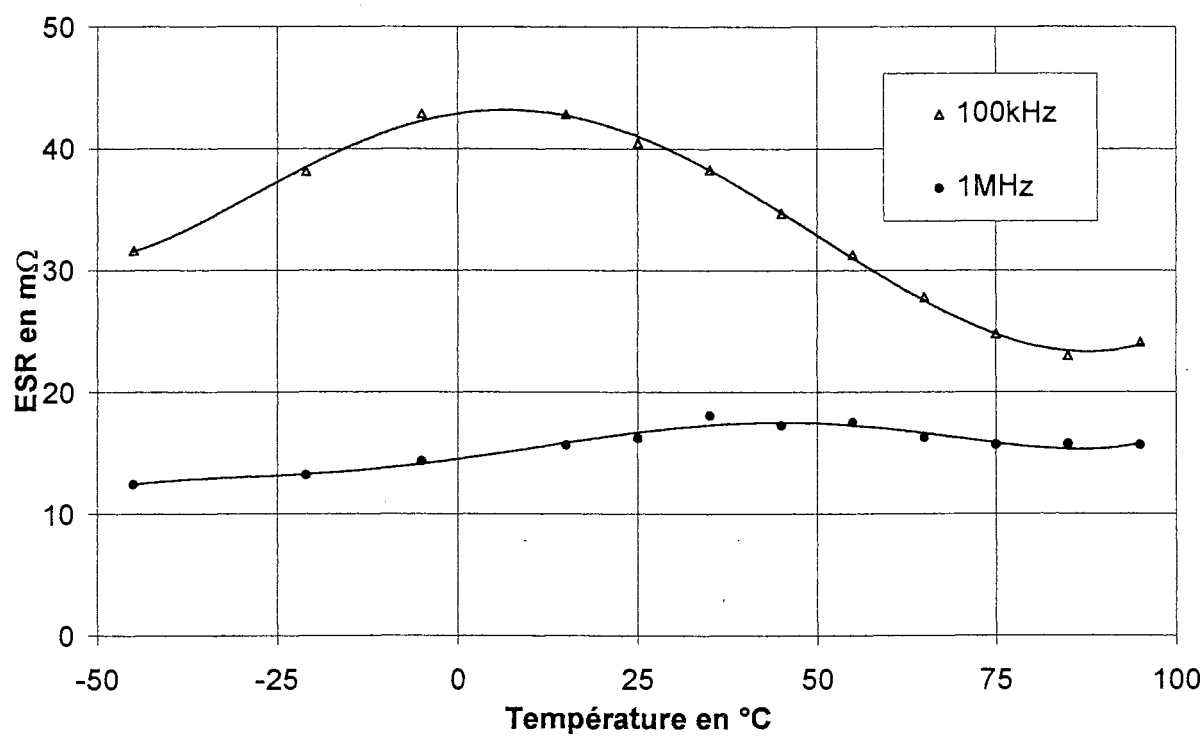


Fig.IV.14. Condensateur-680nF-PET - Variations de ESR en température à 100kHz et 1MHz.

III.3.c. Pertes du polyéthylène téréphtalate

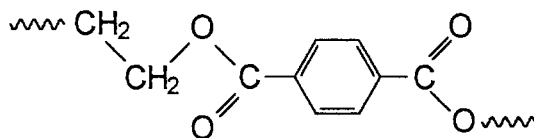
Les valeurs de $\tan\delta_D$ du PET reportées sur la figure IV.15 sont déduites de nos mesures de ESR à 1,8kHz, 10kHz et 100kHz (Figures IV.13 et 14) en tenant compte dans l'expression $\tan\delta_D = R_D C \omega$ de la forte variation de la capacité de ce type de condensateur avec la fréquence et la température (notamment à partir de 80°C). Les valeurs R_D sont calculées par : $R_D = \text{ESR} - 4,5\text{m}\Omega$.

Un pic de relaxation se situe à environ -35°C pour la fréquence 1,8kHz et se déplace vers les températures élevées lorsque l'on fait croître la fréquence de mesure. Sur la figure IV.12 représentant ESR en fonction de la fréquence à -45°C, on devrait observer un maximum local pour une fréquence d'environ 1kHz mais nos mesures commencent à 1,8 kHz.

Les valeurs du facteur de dissipation du PET mesurées par Reddish [Reddish-50] sont présentées sur la figure IV.16. Elles sont en très bon accord avec nos résultats : Les maxima correspondant au pic de relaxation sont observés aux mêmes températures, les valeurs maximales que nous obtenons sont très légèrement supérieures.

L'interprétation des variations de $\tan\delta$ du PET avec la température a été donnée par Reddish [Reddish-50]. Il faut rappeler que le polyéthylène téréphtalate (PET) est un polymère moyennement cristallin (cristallinité < 50 à 60 %), polaire ($\epsilon_T = 3,2$ à température ordinaire).

Sa formule chimique est :



Dans les pertes du PET en fonction de la fréquence et de la température, on observe 2 pics de relaxation dont la position varie avec la fréquence des mesures. Pour des mesures effectuées à 1,8kHz, on trouve (Fig.IV.16) :

- à environ -40°C , un maximum arrondi attribué aux groupes polaires OH des fins de chaînes et présents dans les zones amorphes du matériau.
- à environ 100°C, un maximum beaucoup plus prononcé attribué à la relaxation de dipôles situés sur la chaîne principale. Ces dipôles sont supposés provenir d'un positionnement asymétrique des groupements esters par rapport au cycle benzénique, disposition qui peut exister dans la zone amorphe.

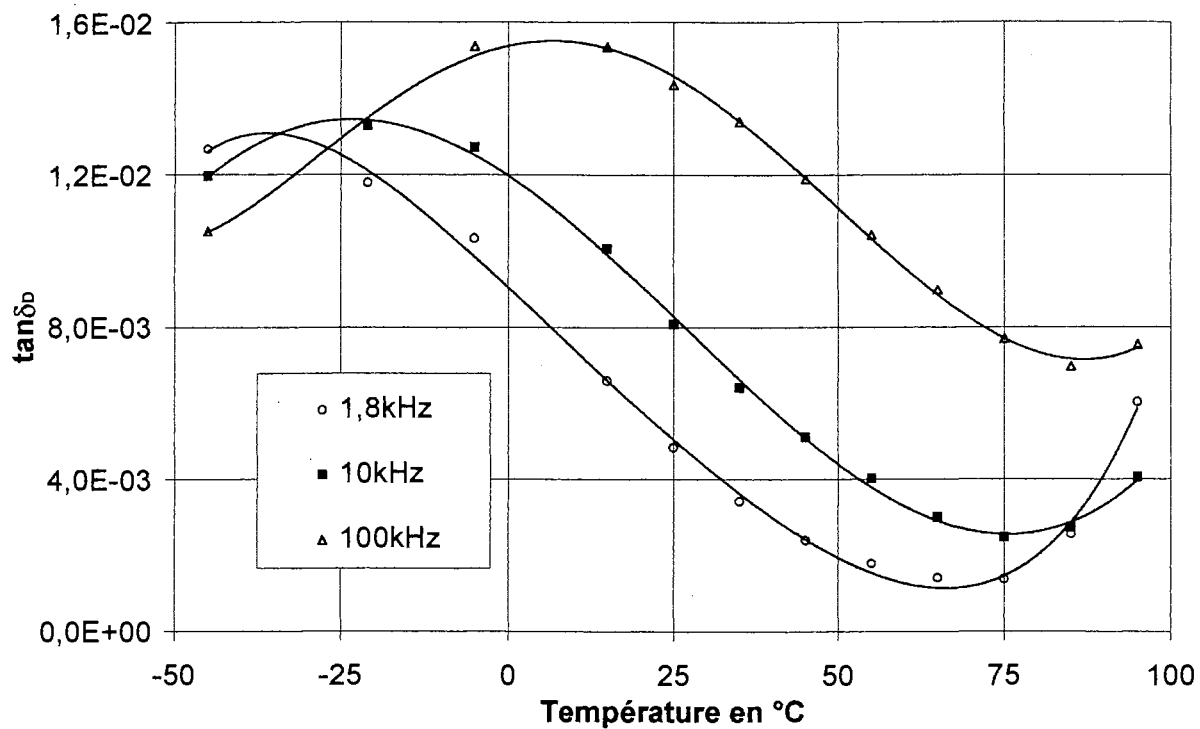


Fig.IV.15. $\tan \delta_D$ du polyéthylène téréphtalate déduit des mesures à 1,8kHz, 10kHz et 100kHz.

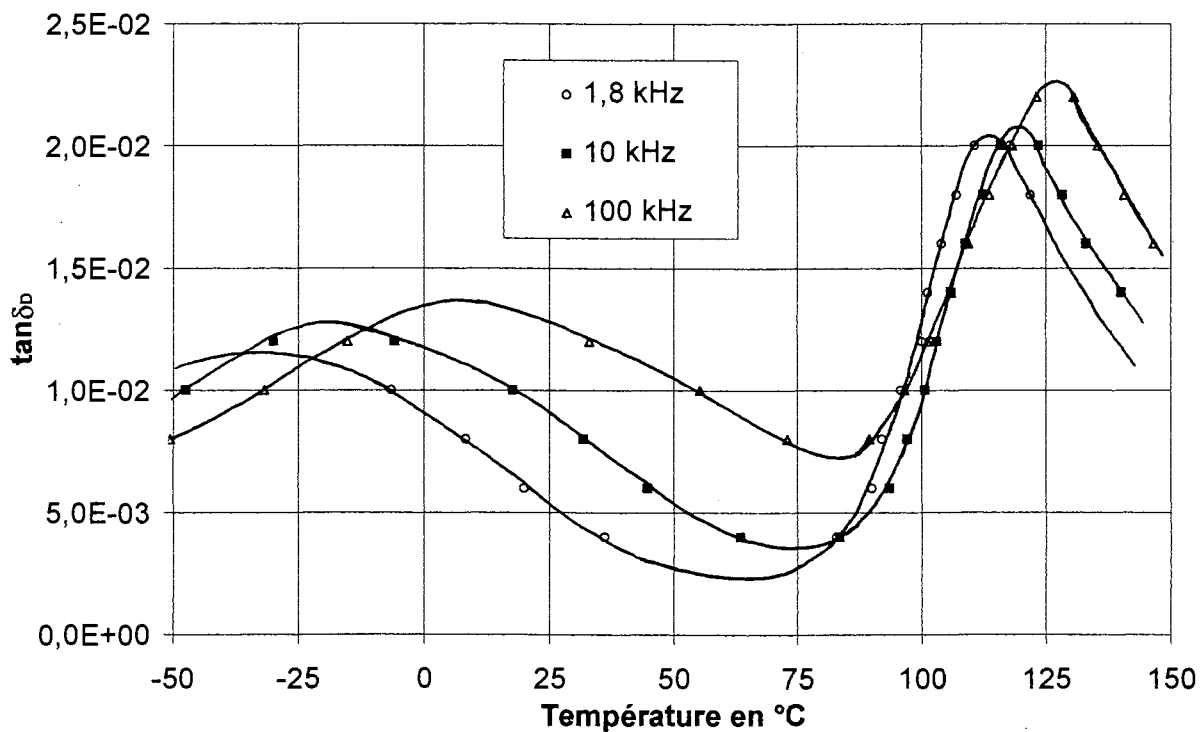


Fig.IV.16. $\tan \delta_D$ du polyéthylène téréphtalate à 1,8kHz, 10kHz et 100kHz d'après [Reddish-50].

III.4. COMPARAISON ENTRE LES RESISTANCES SERIE EQUIVALENTES ESR DE TROIS CONDENSATEURS METALLISES DE MEME CAPACITE

L'étude des pertes dans les matériaux diélectriques nous a permis d'observer des différences importantes entre les valeurs prises par le facteur de dissipation du polypropylène, du polycarbonate et du polyéthylène téréphtalate. La figure V.17, représentant les variations à 25°C de la résistance série ESR de trois condensateurs à films métallisés, de 680nF, fabriqués avec ces matériaux (les deux condensateurs 680nF-PC et 680nF-PET correspondent aux composants précédemment caractérisés), permet de mieux se rendre compte de l'influence du matériau diélectrique sur les pertes de ce type de condensateur.

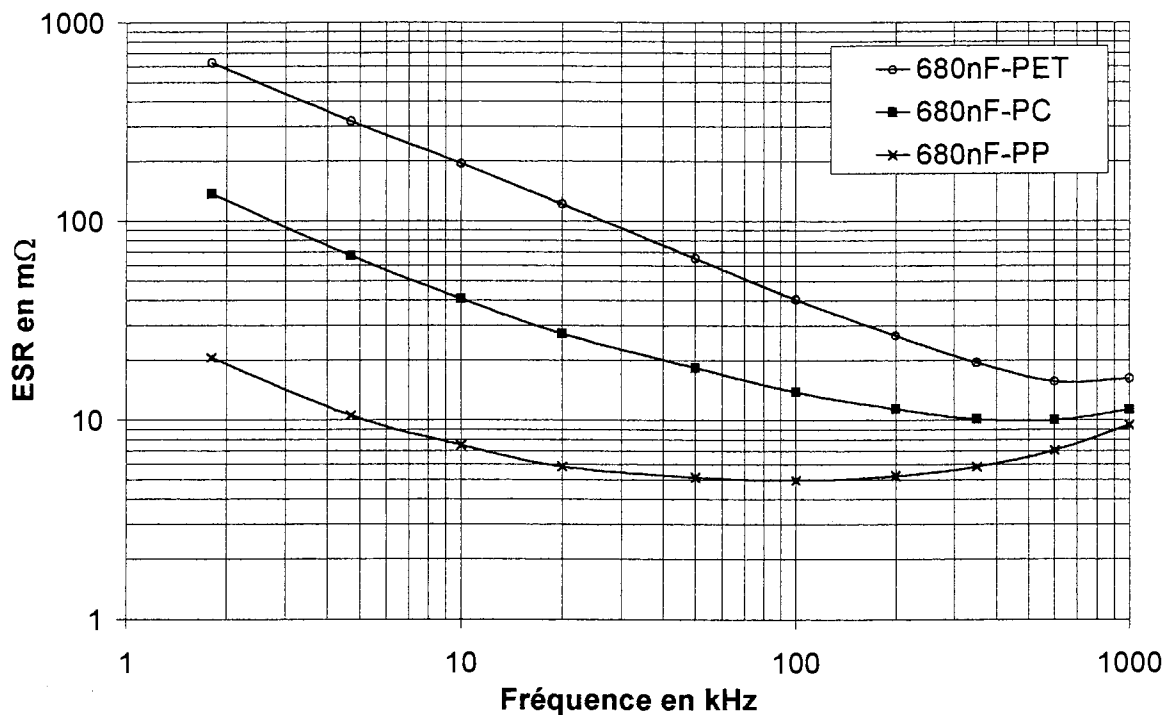


Fig.IV.17. ESR à 25°C pour des condensateurs de 680nF à films métallisés, au PP, PC et PET.

L'écart entre les résistances série ESR des différents condensateurs est plus important en basses fréquences, pour lesquelles le terme R_D est prépondérant. Entre le condensateur au PC et le condensateur au PP d'une part, et entre le condensateur au PET et le condensateur au PP d'autre part, les rapports entre les valeurs de ESR valent respectivement 5 et 25 à 10kHz, 3 et 8 à 100kHz, 1,2 et 1,7 à 1MHz.

Si pour une application donnée, les pertes dans le composant constituent un des paramètres déterminant le choix du condensateur et notamment du matériau le constituant, la fréquence à laquelle il devra fonctionner doit être prise en considération, ainsi que la capacité du condensateur puisque pour une fréquence d'utilisation donnée, plus la capacité est élevée (toutes choses égales par ailleurs), plus le terme R_D ($=\tan\delta_D(f)/C\omega$) est faible, et plus le rapport entre les résistances ESR de deux condensateurs fabriqués avec des matériaux différents sera faible.

IV. ETUDE DES PERTES OHMIQUES AVEC DIFFERENTS TYPES D'ELECTRODES

La résistance série ESR de différents condensateurs utilisant le même matériau diélectrique (le polypropylène), mais de bobinages différents, a été mesurée à -45°C en fonction de la fréquence (à cette température, les pertes dans le PP sont faibles). Ces condensateurs proviennent du même fabricant et l'origine des films de PP est la même. Les trois condensateurs testés sont les suivants :

- 680nF au PP métallisé (déjà testé au paragraphe précédent).

R_{Ω} en basses fréquences estimée à 25°C : $3,4\text{m}\Omega$.

- 220nF au PP métallisé + armatures (de provenance différente du condensateur caractérisé au paragraphe III).

R_{Ω} en basses fréquences estimée à 25°C : $2\text{m}\Omega$.

- 330nF au PP et armatures.

R_{Ω} en basses fréquences estimée à 25°C : $0,15\text{m}\Omega$.

Les résultats des mesures sont reportés sur la figure IV.18 :

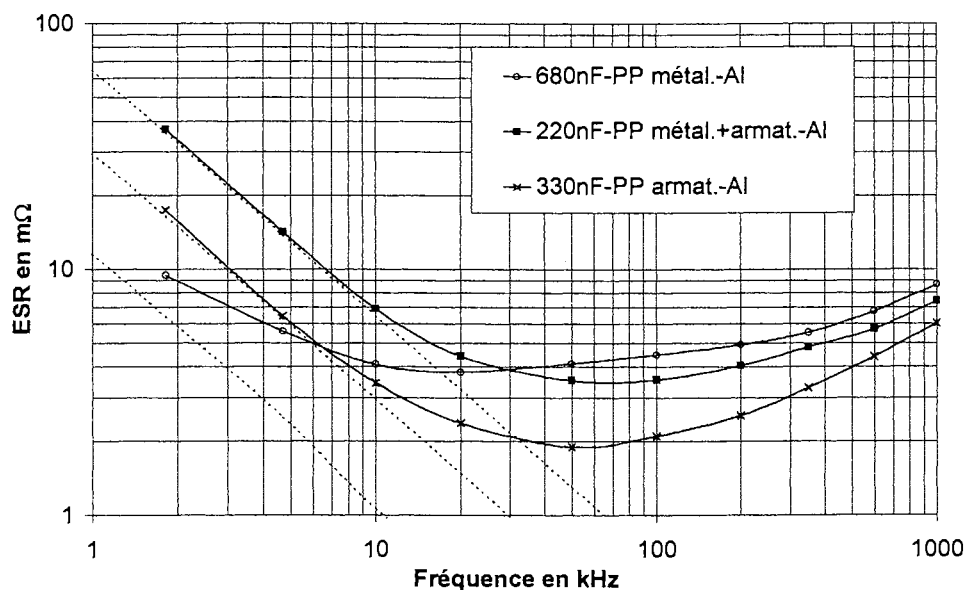


Fig.IV.18. Variations de ESR à -45°C pour un bobinage à armatures, métallisé et métallisé plus armatures.

A une fréquence basse donnée, par exemple 2kHz, la valeur prise par ESR (peu différente de R_D comme indiqué précédemment) est inversement proportionnelle à la capacité du condensateur (pour une valeur donnée du facteur de dissipation du matériau). A 1,8kHz, la valeur de ESR la plus élevée correspond au condensateur de capacité 220nF, alors que la plus faible valeur ESR correspond au condensateur de 680nF.

Pour chaque condensateur, les valeurs prises par R_D en supposant un facteur de dissipation $\tan\delta_D$ constant sont tracées en pointillé sur la figure IV.18. A partir de 100kHz, le terme R_D est négligeable vis-à-vis des valeurs mesurées de ESR, qui représentent alors le terme R_{Ω} .

Les pertes ohmiques les plus élevées correspondent à la technologie à films métallisés, et les plus faibles correspondent à la technologie à armatures. Cette observation est en accord avec l'estimation à 25°C de la résistance R_{Ω} en basses fréquences des électrodes de ces différents condensateurs. Plusieurs phénomènes peuvent être à l'origine de l'accroissement de R_{Ω} :

- Une répartition non homogène du courant dans le bobinage (effet de peau par influence) provoqué par l'apparition d'un champ magnétique orthoradial non négligeable dans le condensateur aux fréquences élevées [Tenney-65], [Joubert-94].

- L'effet pelliculaire dans le shoopage ou les connexions des armatures.

La fréquence maximale de nos mesures ne dépasse pas 1MHz, ce qui est trop faible pour étudier de façon précise cet accroissement et l'interpréter. On peut toutefois noter que l'écart entre la résistance série ESR du condensateur de 680nF et celle du condensateur de 220nF est approximativement de 1,5mΩ sur toute la gamme [100kHz-1MHz]. Il en est de même entre la résistance ESR du condensateur de 220nF et celle du condensateur de 330nF. On obtient les mêmes écarts entre les valeurs R_{Ω} en basses fréquences estimées par calcul (à 25°C). On peut penser que les résistances série ESR augmentent toutes les trois d'une valeur quasiment identique. Cette observation serait plutôt en accord avec l'hypothèse d'un accroissement dû à l'effet de peau dans le shoopage et les connexions. En effet, un accroissement de R_{Ω} dû à une répartition non homogène du courant dans le bobinage serait proportionnel à la résistance des électrodes en basses fréquences. De plus, en appliquant le calcul utilisé par Joubert [Joubert-94], la répartition du courant dans les bobinages que nous avons testés devrait être homogène jusqu'à environ 10MHz, ce qui vient confirmer l'hypothèse précédente.

La figure IV.19 représente les variations de ESR d'un condensateur de 2,7μF à films de polypropylène métallisés au zinc. La faiblesse du terme R_D (capacité de forte valeur) et l'importance de R_{Ω} (résistivité élevée du zinc) facilitent l'observation des pertes ohmiques. L'accroissement relatif de R_{Ω} est assez faible (13,5mΩ à 50kHz et 22,5mΩ à 1MHz), ce qui infirme l'hypothèse d'une répartition non homogène du courant dans le bobinage.

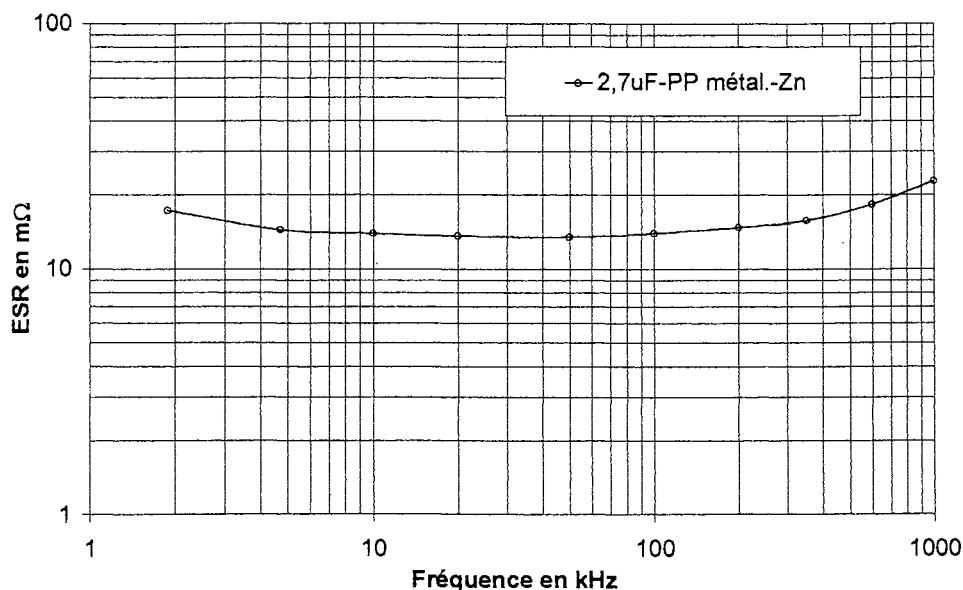


Fig.IV.19. Résistance série équivalente d'un condensateur de 2,7μF-PP métallisé au Zinc.

V. COMPARAISON DES TECHNIQUES DE MESURE

Les valeurs de la résistance série ESR mesurées par calorimétrie sur les trois condensateurs de 680nF à films métallisés (cf. paragraphe III.4) sont comparées aux valeurs mesurées à l'aide de l'analyseur d'impédance HP4194. Ces trois condensateurs ne diffèrent que par le matériau qu'ils utilisent, cette comparaison permet ainsi de discuter la précision de ce type d'appareil en fonction de l'angle de pertes (\approx facteur de dissipation) du composant testé.

Pour chacun des condensateurs testés, on observe sur la courbe obtenue à l'aide de l'analyseur un épaulement vers 10kHz, qui doit être considéré simplement comme un défaut de l'appareil.

Si l'on ne tient pas compte de cet épaulement, on peut faire les observations suivantes :

- En basses fréquences ($<100\text{kHz}$) : Les mesures effectuées à l'aide des deux dispositifs sont quasiment identiques pour le condensateur au PET (Fig.IV.20), alors qu'une différence très nette est observable pour le condensateur au PC (Fig.IV.21) ; quant au condensateur au PP, il ne peut être caractérisé à l'aide de l'analyseur d'impédance, les valeurs mesurées sont même négatives entre 600Hz et 5kHz (Fig.IV.22).

- En hautes fréquences ($>100\text{kHz}$) : les courbes sont identiques pour le PET, un peu différentes pour le PC et dans un rapport environ 2 pour le PP. La résistance électrique des fils et des contacts entre l'analyseur d'impédance et le condensateur testé doit être prise en compte lors de la mesure de ESR (principe de compensation). Cette compensation augmente l'incertitude sur la valeur mesurée de ESR, qui est alors d'autant plus élevée que la valeur de ESR est faible. Nous avons pu constater que les mesures de résistances série ESR inférieures à $10\text{m}\Omega$ à 1MHz, effectuées à l'aide de l'analyseur, sont difficilement reproductibles.

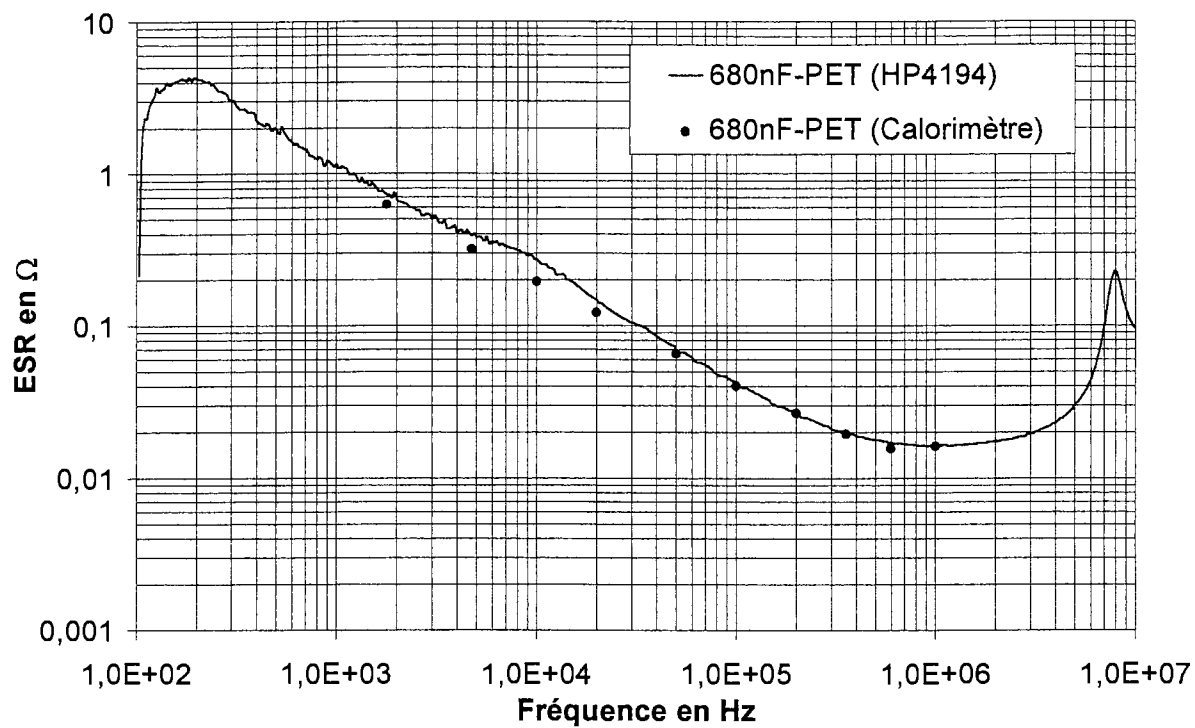


Fig.IV.20. Condensateur 680nF-PET métallisé.

ESR mesurée à 25°C avec l'analyseur HP4194 et avec le calorimètre.

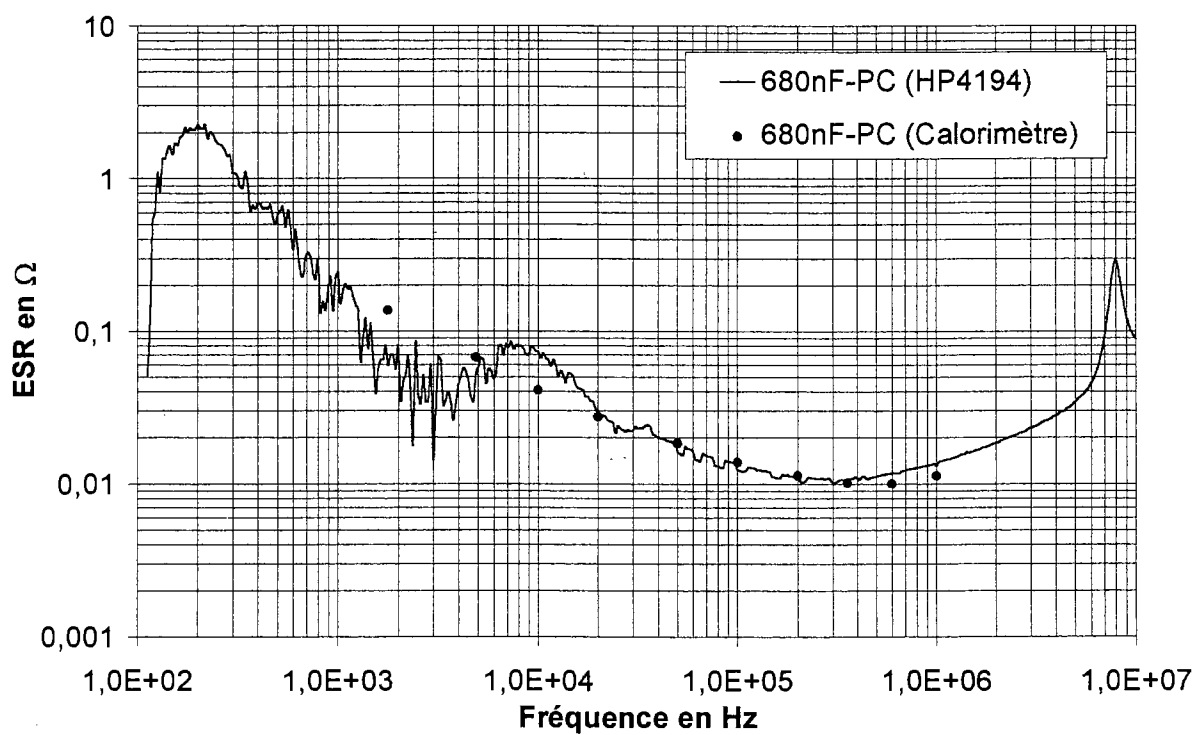


Fig.IV.21. Condensateur 680nF-PC métallisé.

ESR mesurée à 25°C avec l'analyseur HP4194 et avec le calorimètre.

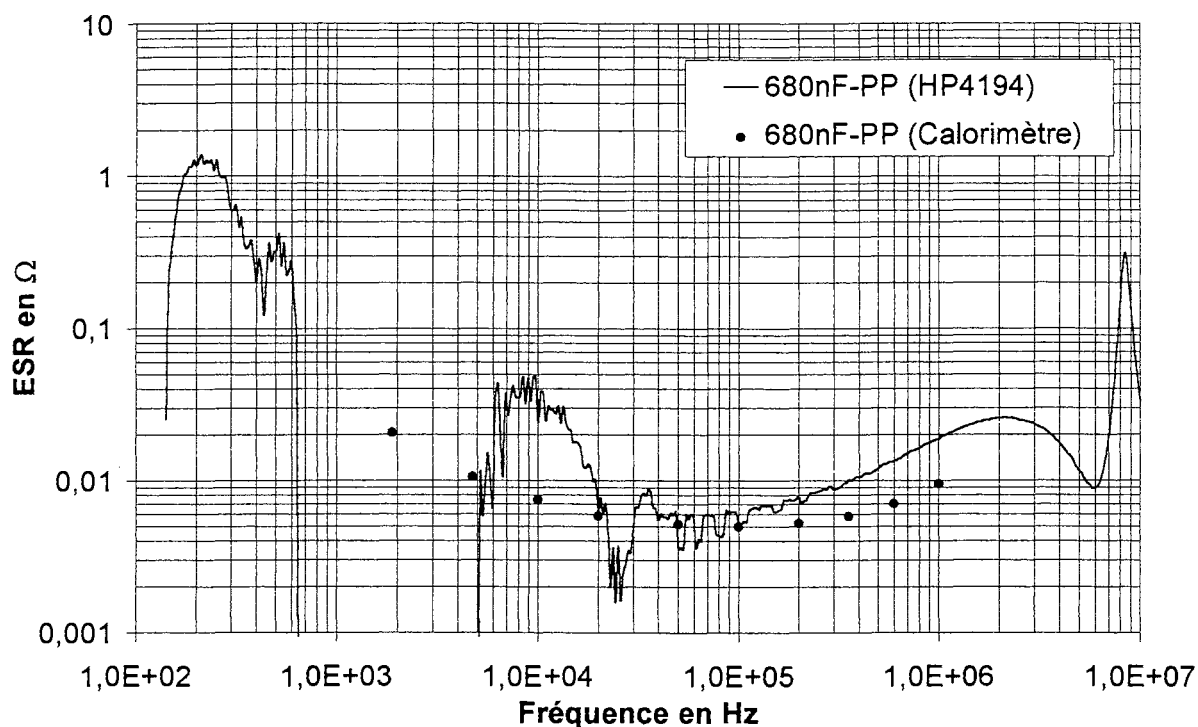


Fig.IV.22. Condensateur 680nF-PP métallisé.

ESR mesurée à 25°C avec l'analyseur HP4194 et avec le calorimètre.

Le principe de mesure de l'analyseur d'impédance repose sur le calcul du module et de l'argument d'une impédance à partir de la mesure du courant I la traversant et de la tension U à ses bornes. Ce principe est inadapté à la mesure de la partie active d'une impédance lorsqu'elle est très faible vis-à-vis de la partie réactive.

En effet, si on appelle respectivement Z , φ et δ le module de l'impédance, son argument et l'angle de pertes ($\delta = \pi/2 - \varphi$), alors l'incertitude sur l'évaluation de la partie active Re de l'impédance pour une faible valeur de δ s'exprime par :

$$\frac{\Delta Re}{Re} = \frac{\Delta Z}{Z} + \frac{\Delta \cos \varphi}{\cos \varphi} = \frac{\Delta Z}{Z} + \frac{\Delta \sin \delta}{\sin \delta} \approx \frac{\Delta Z}{Z} + \frac{\Delta \delta}{\delta} \approx \frac{\Delta Z}{Z} + \frac{\Delta \varphi}{\delta} \approx \frac{\Delta Z}{Z} + \frac{\Delta \varphi}{\varphi} \cdot \frac{\varphi}{\delta}$$

Pour un angle de pertes de 10^{-3} rd et une incertitude de 0,1% sur la mesure de l'argument φ , le terme $(\Delta \varphi / \varphi)(\varphi / \delta)$ vaut environ 1,5 et représente une incertitude sur la partie réelle $\Delta Re / Re$ de 150%.

A 1,8kHz et 25°C, l'angle de perte du polypropylène vaut $1,9 \cdot 10^{-4}$ rd, celui du polycarbonate vaut 10^{-3} rd, et celui du polyéthylène téréphtalate $5 \cdot 10^{-3}$ rd (cf. paragraphe III). Au vu des résultats présentés sur les figures IV.20 à IV.22, on peut considérer que la sensibilité limite de l'analyseur HP4194 vis-à-vis de la mesure d'un angle de pertes se situe entre 10^{-3} et $5 \cdot 10^{-3}$.

Il conviendra d'être extrêmement prudent lorsque l'on cherchera à caractériser à l'aide de cet appareil un composant présentant un faible facteur de dissipation ou une faible résistance

série en hautes fréquences. La courbe représentant la résistance ESR du condensateur de 220nF au PP métallisé plus armatures obtenue à l'aide de l'analyseur, et présentée sur la figure IV.23, semble correspondre à un résultat classique pour les condensateurs, elle est pourtant différente de celle obtenue par calorimétrie sur la gamme [1kHz-1MHz] :

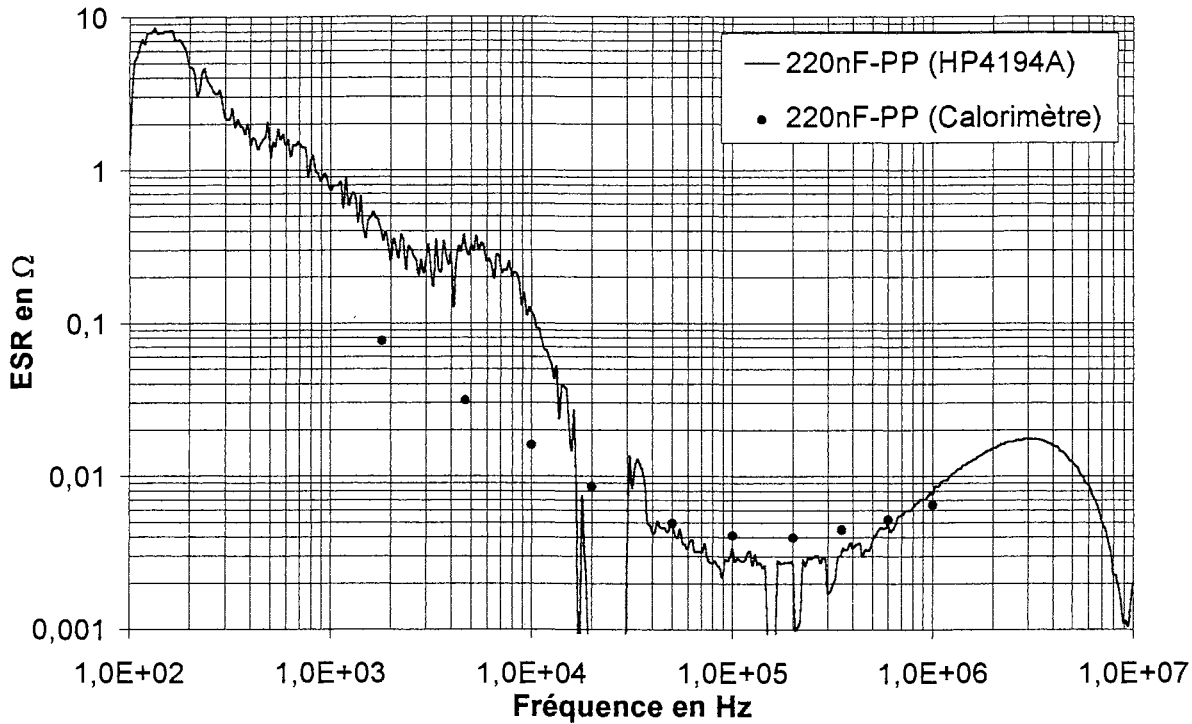


Fig.IV.23. Condensateur 220nF-PP métallisé + armatures.

ESR mesurée à 25°C avec l'analyseur HP4194 et avec le calorimètre.

VI. CONCLUSION

La mesure de la résistance série ESR d'un condensateur en fonction de la fréquence et de la température permet de distinguer les contributions respectives des pertes ohmiques (représentées par le terme R_{Ω}) et des pertes dans le matériau diélectrique (représentées par le terme R_D) à la valeur totale de ESR. En effet, les termes R_{Ω} et R_D subissent des variations différentes que l'on peut observer sur les courbes représentant les variations de ESR.

- En fonction de la fréquence f :

R_D est caractérisé par une décroissance avec f et est prépondérant devant R_{Ω} en basses fréquences, alors que les valeurs R_{Ω} sont constantes en basses fréquences, puis croissantes avec f et sont prépondérantes en hautes fréquences. La limitation à 1MHz de la fréquence de mesure ne nous a pas permis d'étudier avec précision les phénomènes à l'origine de cet accroissement des pertes de nature ohmique avec la fréquence.

- En fonction de la température T :

Les pertes ohmiques (R_Ω) subissent une variation quasiment linéaire avec la température, ce qui est caractéristique de la résistivité des métaux. Cette variation peut être observée pour des fréquences de mesure élevées ($>100\text{kHz}$).

Pour une fréquence donnée, le terme R_D subit quasiment les mêmes variations que le facteur de dissipation $\tan\delta_D$ du matériau diélectrique. Nous avons pu observer pour les différents matériaux utilisés (polypropylène, polycarbonate et polyéthylène téréphtalate) les variations importantes de leur facteur de dissipation en fonction de la température pour les fréquences inférieures à 100kHz . Ces fortes variations sont caractérisées par la présence de maxima correspondant à des phénomènes de relaxation dipolaire, qui ont été étudiés par ailleurs.

Cette étude permet également d'évaluer l'importance du choix du matériau diélectrique pour une application donnée. Ce choix doit tenir compte des écarts élevés entre les valeurs prises par le facteur de dissipation de chaque matériau, mais également de l'influence relative du matériau qui diffère selon la fréquence d'utilisation et la capacité du condensateur.

L'étude comparative entre les résultats obtenus par calorimétrie et à l'aide de l'analyseur d'impédance HP4194 nous a permis de mettre en évidence les limites de ce type d'appareil, dont le principe de mesure n'est pas adapté à la caractérisation de composants présentant un angle de pertes faible ($<10^{-3}$).

Enfin, d'une manière générale, la résistance série équivalente ESR des condensateurs bobinés subit des variations très importantes avec la fréquence, quels que soient le matériau et le type d'électrodes utilisés, et la représentation des pertes par une résistance constante dans un circuit série ESR-L-C est très éloignée de la réalité. Nous présentons, dans le chapitre V, un circuit équivalent permettant de rendre compte de ces variations.

- CHAPITRE V -

**MODELISATION DES PERTES PAR
UN CIRCUIT EQUIVALENT**

I. INTRODUCTION

Les circuits équivalents présentés au chapitre II permettent de simuler l'évolution de la nature de l'impédance des condensateurs avec la fréquence (capacitive, résistive, puis inductive) mais ne rendent pas suffisamment compte de la variation de sa partie active ESR. Ils ne sont d'aucune utilité pour effectuer par simulation un calcul de la puissance dissipée dans le composant lorsque ce dernier est soumis à une tension non sinusoïdale.

L'objectif du travail présenté dans ce chapitre est la construction à partir d'éléments R, L et C d'un modèle intégrant les variations de la résistance série équivalente avec la fréquence tout en respectant le plus fidèlement possible l'évolution de la partie réactive de l'impédance. Plus précisément, ce modèle permet de représenter la variation des pertes dans les parties métalliques des condensateurs (résistance série R_Ω) et des pertes dans le matériau diélectrique (résistance série R_D) [Seguin-96b]:

$$ESR(f) = R_\Omega(f) + R_D(f) \quad (V.1)$$

Deux étapes sont nécessaires pour définir le modèle :

- **Première étape** : Les courbes expérimentales représentant ESR en fonction de la fréquence pour une température donnée sont approximées par une fonction $ESR(f)$ du type :

$$ESR(f) = K_0 f^{-x} + K_1 + K_2 f^y \quad (V.2)$$

Cette expression, en accord avec les résultats expérimentaux présentés au chapitre IV, est obtenue en rajoutant à l'expression proposée par Lafferty (équation II.16) le terme K_1 , représentant la résistance des parties métalliques en basses fréquences. Le terme $K_2 f^y$ correspond à l'augmentation des pertes ohmiques en hautes fréquences. Les pertes dans les parties métalliques du condensateur sont donc représentées par la fonction :

$$R_\Omega(f) = K_1 + K_2 f^y \quad (V.3)$$

La contribution des pertes de nature diélectrique à la valeur totale de ESR est représentée par le terme $K_0 f^{-x}$:

$$R_D(f) = K_0 f^{-x} \quad (V.4)$$

Les paramètres K_0 , K_1 , K_2 , x , et y sont déterminés à partir de l'observation des courbes expérimentales.

- **Deuxième étape** : Construction d'un circuit équivalent, composé d'éléments R, L et C (Fig. V.5), dont la résistance série apparente suit la loi ESR(f) déterminée précédemment.

Pour construire ce circuit, nous nous sommes inspirés du modèle proposé par Ermuratskii, que nous décrivons au paragraphe II. Ermuratskii a utilisé ce circuit pour modéliser les pertes dans un matériau diélectrique caractérisé par un facteur de dissipation $\tan\delta_D$ constant, c'est-à-dire une résistance série $R_D(f)$ variant en $1/f$ [Ermuratskii-75].

Nous utilisons le même circuit pour modéliser les pertes diélectriques, et son dual pour modéliser les pertes ohmiques. Pour chacun de ces deux circuits, nous avons mené une étude dans le but de déterminer une procédure de calcul analytique des éléments R, L et C à partir des paramètres K_0 , K_1 , K_2 , x , y , et de la plage de fréquence sur laquelle le modèle est défini, ainsi que de l'erreur maximale tolérée sur cette plage. Cette étude analytique du modèle est présentée au paragraphe III.

Cette modélisation a été appliquée aux trois condensateurs 220nF-PP, 680nF-PC et 680nF-PET, qui ont été caractérisés expérimentalement (cf. chapitre IV). Leur circuits équivalents ont été déterminés pour les trois températures -45°C , $+25^\circ\text{C}$ et $+65^\circ\text{C}$ à partir des mesures de leur résistance série. Les valeurs des éléments R, L, C obtenues pour chacun des circuits et les variations de ESR ainsi modélisées sont présentées dans le paragraphe IV. L'influence de cette modélisation sur les autres paramètres du circuit équivalent série du condensateur (inductance, capacité et impédance totale) est également discutée.

Des mesures de la puissance dissipée dans ces condensateurs soumis à des régimes non sinusoïdaux ont pu être effectuées à l'aide du dispositif calorimétrique. Ces mesures ont été effectuées sur les condensateurs remplissant les fonctions d'accord, de filtrage et de découplage d'une cellule de commutation. Les résultats de ces mesures sont comparés aux valeurs calculées par simulation (sur le logiciel Pspice) en utilisant les circuits équivalents (cf. Annexe B). Cette étude est présentée au paragraphe V, elle permet de valider le modèle en régime non sinusoïdal. Pour chacun des régimes testés, les pertes sont également calculées à l'aide des méthodes analytiques décrites au chapitre II, dont l'intérêt est discuté.

II. LE MODELE PROPOSE PAR ERMURATSKII

Le modèle développé par Ermuratskii pour représenter les pertes dans le matériau diélectrique est décrit sur la figure V.1 :

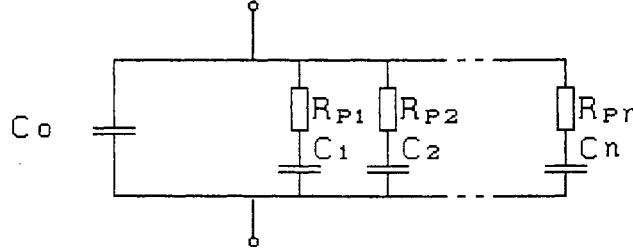


Fig.V.1. Modélisation des pertes diélectriques d'après [Ermuratskii-75].

Pour chaque élément $(R_p, C)_k$, on note :

$$\omega_k = 2\pi f_k = \frac{1}{R_{pk} C_k} \quad (V.5)$$

L'admittance équivalente du circuit de la figure V.1 s'exprime par :

$$Y_{eq}(f) = j2\pi f C_0 \left[\left(1 + \sum_{k=1}^n \frac{C_k/C_0}{1 + (f/f_k)^2} \right) - j \left(\sum_{k=1}^n \frac{C_k/C_0}{(f/f_k + f_k/f)} \right) \right] \quad (V.6)$$

Le facteur de dissipation $\tan \delta_{eq}$ du modèle est déterminé par :

$$\tan \delta_{eq}(f) = \frac{\sum_{k=1}^n \frac{C_k/C_0}{(f/f_k + f_k/f)}}{1 + \sum_{k=1}^n \frac{C_k/C_0}{1 + (f/f_k)^2}} \quad (V.7)$$

La capacité parallèle du modèle C_{Peq} s'exprime par :

$$C_{Peq}(f) = C_0 \left(1 + \sum_{k=1}^n \frac{C_k/C_0}{1 + (f/f_k)^2} \right) \quad (V.8)$$

Le terme $\sum_{k=1}^n \frac{C_k/C_0}{1 + (f/f_k)^2}$ représentant la variation de la capacité du modèle peut être négligée

lorsqu'on modélise un facteur de dissipation faible, l'expression approchée du facteur $\tan \delta_{eq}$ devient alors [Ermuratskii-75] :

$$\tan \delta_{eq}(f) \approx \sum_{k=1}^n \frac{C_k/C_0}{(f/f_k + f_k/f)} \quad (V.9)$$

L'étude mathématique menée par Ermuratskii permet de déterminer les paramètres R_{Pk} et C_k du circuit pour que ce dernier modélise avec une erreur maximum E un facteur de dissipation $\tan \delta_D$ constant en fréquence et égal à une valeur T.

La contribution de l'élément générique $(R_P, C)_k$ sur le facteur de dissipation $\tan \delta_{eq}$ s'exprime par :

$$\tan \delta_k(f) = \frac{C_k/C_0}{(f/f_k + f_k/f)} \quad (V.10)$$

Cette fonction est représentée sur la figure V.2 :

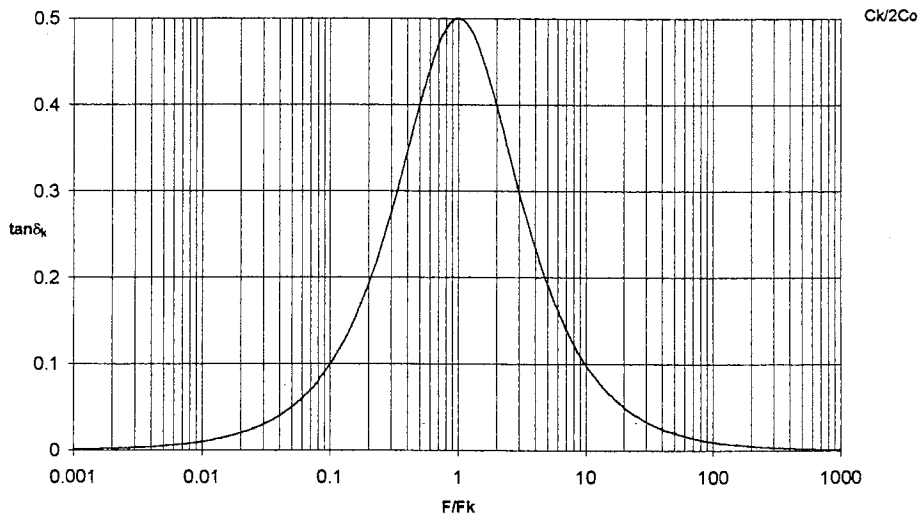


Fig. V.2. Fonction $\tan \delta_k(f)$.

Le modèle est constitué d'une somme d'éléments $(R_P, C)_k$ caractérisés par une fréquence propre f_k et une amplitude $C_k/2C_0$.

Les fréquences propres f_k sont distribuées de façon logarithmique :

$$f_{k+1}/f_k = C^{te} = \alpha \quad (V.11)$$

Les capacités C_k sont choisies constantes et égales à une valeur C :

$$C_k = C^{te} = C \quad (V.12)$$

Compte tenu de ces deux conditions, on peut tracer l'allure générale de la fonction $\tan \delta_{eq}$:

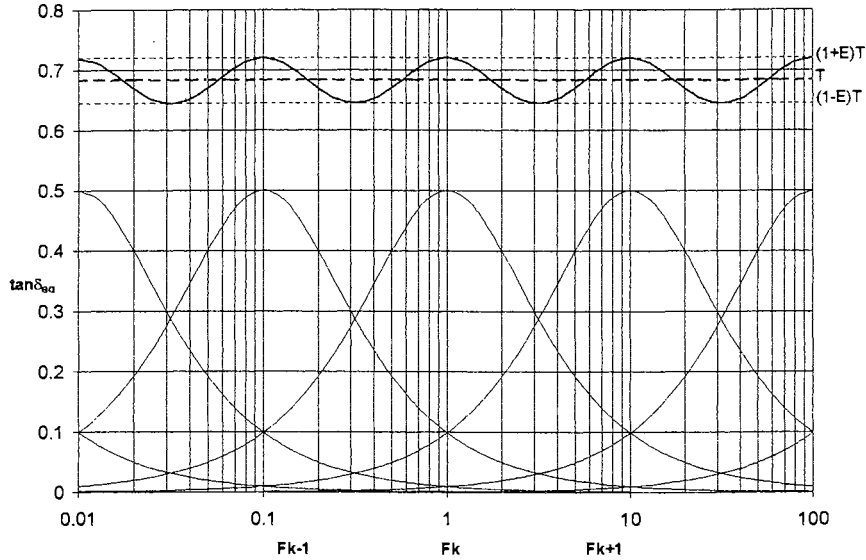


Fig.V.3. Allure de la fonction $\tan \delta_{eq}(f)$ avec $\alpha=10$ et $E=5\%$.

Les maxima et minima locaux de la fonction $\tan \delta_{eq}(f)$ sont atteints pour les fréquences f_j et $\alpha^{1/2}f_j$. Ces valeurs ont pour expressions [Ermuratskii-75] :

$$\tan \delta_{eq}(f_j) = \frac{C}{C_0} \sum_{k=1}^n \frac{1}{(\alpha^{j-k} + \alpha^{k-j})} \quad (V.13)$$

$$\tan \delta_{eq}(\alpha^{1/2}f_j) = \frac{C}{C_0} \sum_{k=1}^n \frac{1}{(\alpha^{1/2+j-k} + \alpha^{k-1/2-j})} \quad (V.14)$$

La fonction $\tan \delta_k(f)$ de l'élément $(R_p, C)_k$ décroît en $1/f$ lorsque la fréquence f s'écarte de la fréquence propre f_k , la contribution des éléments $(R_p, C)_k$ sur la valeur $\tan \delta_{eq}(f)$ peut être négligée lorsque le rapport f/f_k ou f_k/f dépasse une certaine valeur.

La fonction $\tan \delta_{eq}(f)$ peut être étudiée en faisant l'hypothèse d'un nombre illimité d'éléments, c'est-à-dire peut être assimilée à la série [Ermuratskii-75] :

$$\tan \delta_{eq}(f) \approx \frac{C}{C_0} \sum_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{f/f_k + f_k/f} \quad (V.15)$$

En appelant S_0 et S_1 les séries :

$$S_0 = \sum_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\alpha^k + \alpha^{-k}} \quad (\text{V.16})$$

$$S_1 = \sum_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{\alpha^{k-1/2} + \alpha^{1/2-k}} \quad (\text{V.17})$$

On a :

$$\tan \delta_{eq}(f_j) \approx \frac{C}{C_0} S_0 \quad (\text{V.18})$$

$$\tan \delta_{eq}(\alpha^{1/2} f_j) \approx \frac{C}{C_0} S_1 \quad (\text{V.19})$$

La valeur T modélisée et l'écart maximum ΔT sont alors déterminés par :

$$T \approx \frac{C}{C_0} \frac{S_0 + S_1}{2} \quad (\text{V.20})$$

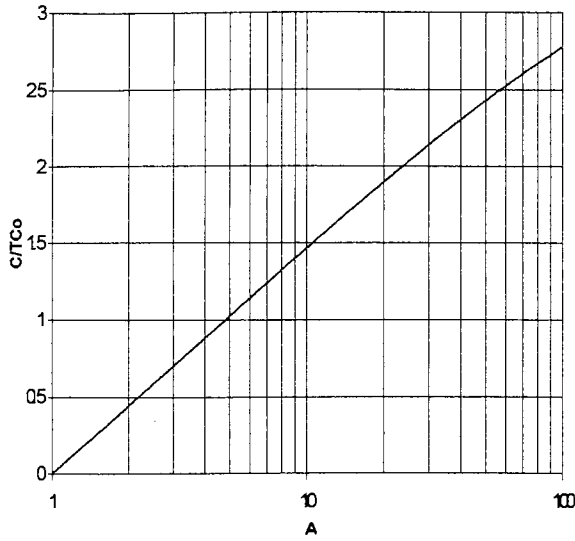
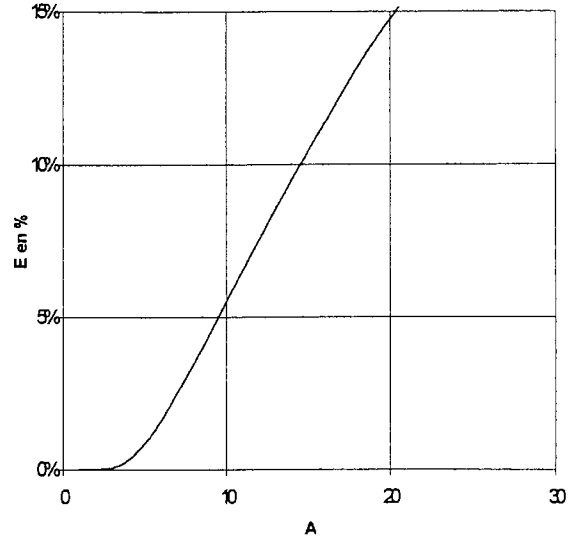
$$\text{et} \quad 2\Delta T \approx \frac{C}{C_0} (S_0 - S_1) \quad (\text{V.21})$$

D'où [Ermuratskii-75] :

$$E \approx \frac{S_0 - S_1}{S_0 + S_1} \quad (\text{V.22})$$

$$\frac{C}{TC_0} \approx \frac{2}{S_0 + S_1} \quad (\text{V.23})$$

Les équations (V.22) et (V.23) définissent les fonctions $E(\alpha)$ et $C/TC_0(\alpha)$ qui sont représentées sur les figures V.4.a et V.4.b.

Fig. V.4.a. Fonction $C/TC_0(\alpha)$.Fig. V.4.b. Fonction $E(\alpha)$.

$C/TC_0(\alpha)$ peut être approximée par :

$$\frac{C}{TC_0} \approx 1,465 \log \alpha \quad (V.24)$$

Pour une erreur relative E tolérée, la courbe de la figure V.4.b permet de déterminer la valeur maximum que l'on peut attribuer au rapport α entre deux fréquences propres consécutives. La figure V.4.a (ou l'approximation analytique V.24) permet alors la détermination de l'élément C à partir des valeurs C_0 , T et α . On distribue un nombre n de fréquences propres f_k (en conservant le rapport α entre f_k et f_{k+1}) sur la plage de fréquence $[f_{\min}, f_{\max}]$ sur laquelle on veut définir le modèle. Pour chaque valeur f_k , l'élément R_{pk} est déterminé par l'équation V.5 avec $C_k = C$. Cette étude permet ainsi de déterminer le nombre et la valeur des éléments C_k et R_{pk} du circuit équivalent pour qu'il modélise un facteur de dissipation T , pour une capacité C_0 , avec une erreur relative E , sur une plage de fréquence $[f_{\min}, f_{\max}]$.

III. ETUDE ANALYTIQUE DU MODELE

Le modèle complet du condensateur est représenté sur la figure V.5.a, il est composé des deux circuits représentant les pertes de nature ohmique et diélectrique associés en série avec l'inductance propre L du condensateur. Les figures V.5.b et V.5.c représentent les circuits équivalents série.

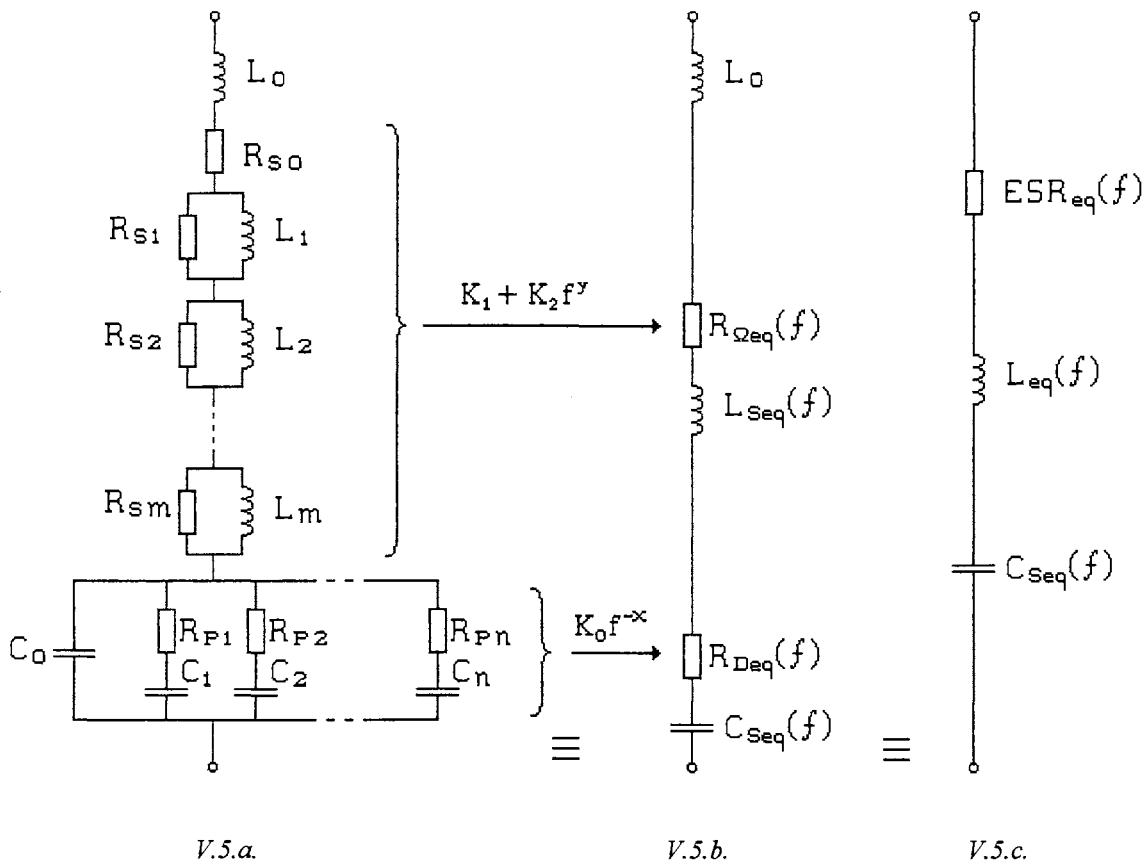


Fig.V.5. Modèle complet du condensateur et circuits série équivalents.

III.1. PREMIERE ETAPE :

DETERMINATION DE K_0 , K_1 , K_2 , x , y ET DES PLAGES DE FREQUENCE

la première étape de la modélisation consiste à déterminer les coefficients K_0 , K_1 , K_2 , x et y pour définir la fonction $ESR(f)$ qui approxime le mieux possible les courbes expérimentales. Les plages de fréquence $[f_{Dmin}, f_{Dmax}]$ et $[f_{\Omega min}, f_{\Omega max}]$ sur lesquelles les termes $K_0 f^{-x}$ et $K_2 f^y$ doivent être définis dépendront alors de l'allure des courbes expérimentales.

Pour chaque condensateur caractérisé, les pertes diélectriques étant grandes vis-à-vis des pertes ohmiques en basses fréquences, les courbes représentant ESR en fonction de la

fréquence présentent une décroissance en f^{-x} et le paramètre x peut être déterminé entre les deux fréquences de mesure f_1 et f_2 les plus basses ($f_1=1,8\text{kHz}$ et $f_2=4,7\text{kHz}$) :

$$x \approx -\frac{\log(ESR_{mes}(f_1)/ESR_{mes}(f_2))}{\log(f_1/f_2)} \quad (\text{V.25})$$

Le polypropylène possédant un facteur de dissipation $\tan\delta_D$ constant sur la gamme de fréquence étudiée, la variable x est fixée à la valeur 1 pour le condensateur de 220nF.

Le terme constant K_1 correspond à la résistance des parties métalliques en basses fréquences. Sa valeur est estimée a priori à partir de la mesure de la résistivité du film métallisé et du calcul présenté en annexe. A partir de cette valeur estimée, on peut calculer le coefficient K_0 pour la plus basse fréquence de mesure :

$$K_0 = [ESR_{mes}(f_1) - val.estimée(K_1)]f_1^x \quad (\text{V.26})$$

On vérifie que la valeur attribuée à K_1 est correcte. Pour cela, on trace les points R_Ω calculés à chaque fréquence de mesure par :

$$R_\Omega = ESR_{mes} - K_0 f^{-1} \quad (\text{V.27})$$

Théoriquement, K_1 doit être la limite vers laquelle tend la courbe composée des points R_Ω en basses fréquences. En réalité, l'incertitude sur les valeurs de ESR mesurées ne permet pas en général de faire cette observation. Il est toutefois possible à partir de l'allure de la courbe composée des points R_Ω calculés à des fréquences plus élevées d'extrapoler une valeur limite moyenne K_1 qui doit correspondre à peu près à la valeur estimée.

K_1 étant déterminé, les points R_S correspondant à l'accroissement de la résistance des parties métalliques en hautes fréquences sont calculés pour chaque fréquence de mesure par :

$$R_S = R_\Omega - K_1 \quad (\text{V.28})$$

La courbe composée des points R_S est approchée en diagramme log/log par une droite constituant ainsi le terme $K_2 f^y$.

La figure V.6 représente les termes $K_0 f^{-x}$, K_1 et $K_2 f^y$ déterminés à partir des mesures effectuées à 25°C sur le condensateur de 220nF au polypropylène, ainsi que la fonction ERS(f), elle est comparée aux valeurs ESR mesurées.

Les trois termes composant la fonction ESR(f) valent :

$$K_0 f^{-x} = 135 f^{-1}$$

$$K_1 = 1,5.10^{-3}$$

$$K_2 f^y = 4,8.10^{-6} f^{0,5}$$

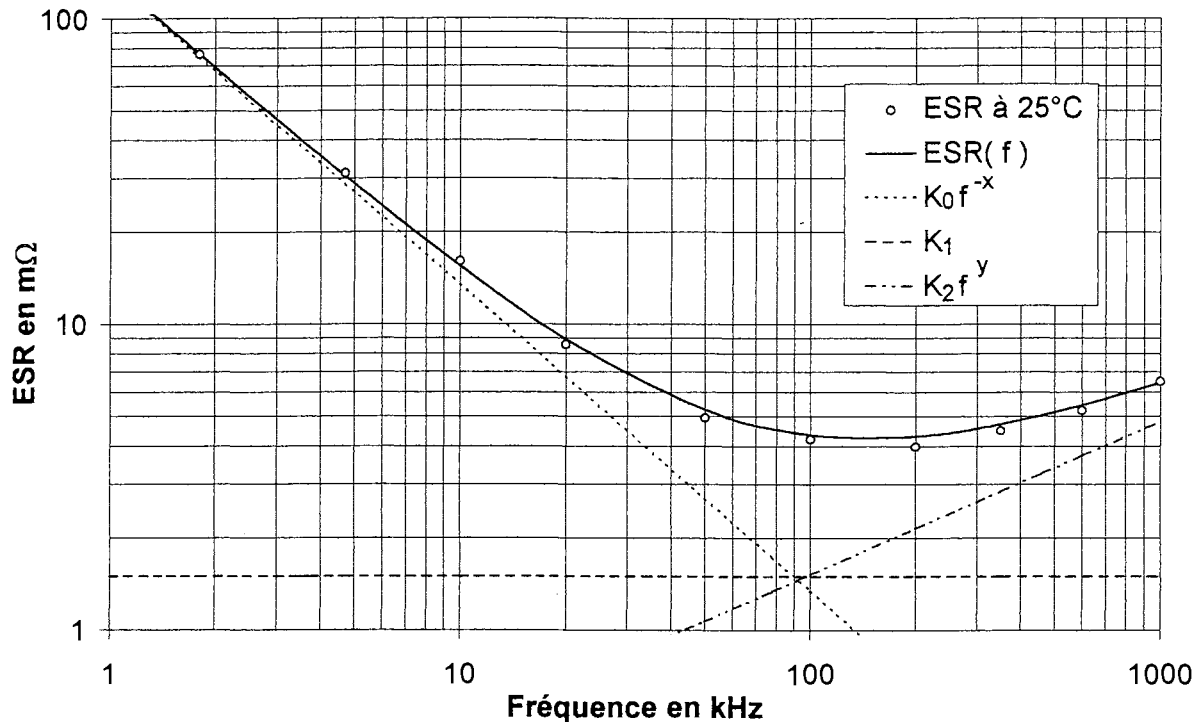


Fig.V.6. Représentation des termes $K_0 f^{-x}$, K_1 et $K_2 f^y$ et de la fonction $ESR(f)$.

Les paramètres K_0 , K_1 , K_2 , x et y étant déterminés, les plages de fréquence $[f_{Dmin}, f_{Dmax}]$ et $[f_{\Omega min}, f_{\Omega max}]$ sur lesquelles devront être définis les termes $K_0 f^{-x}$ et $K_2 f^y$ dépendent des valeurs prises par ceux-ci vis-à-vis de la valeur globale $ESR(f)$. Ainsi sur la figure V.6, le terme $K_0 f^{-x}$ peut être négligé à partir de 200kHz ($=f_{Dmax}$), de même que le terme $K_2 f^y$ pour des fréquences inférieures à 20kHz ($=f_{\Omega min}$). Les fréquences f_{Dmin} et $f_{\Omega max}$ définissent la gamme de fréquence totale sur laquelle on souhaite modéliser la résistance série équivalente. Pour le condensateur de 220nF, les gammes [400Hz, 200kHz] et [20kHz, 10MHz] ont été choisies.

III.2. DEUXIEME ETAPE :

DETERMINATION DES ELEMENTS R, L ET C DU CIRCUIT EQUIVALENT

III.2.a. Modélisation des pertes ohmiques ($R_{\Omega}(f)$)

Le modèle représentant les pertes dans les parties métalliques du condensateur est construit à partir du circuit dual du modèle développé par Ermuratskii pour représenter les pertes dans le matériau diélectrique. Il est constitué d'éléments R-L parallèles associés en série et est décrit sur la figure V.7.a. Les figures V.7.b et V.7.c représentent les circuits série équivalents à ce modèle dont les éléments varient avec la fréquence.

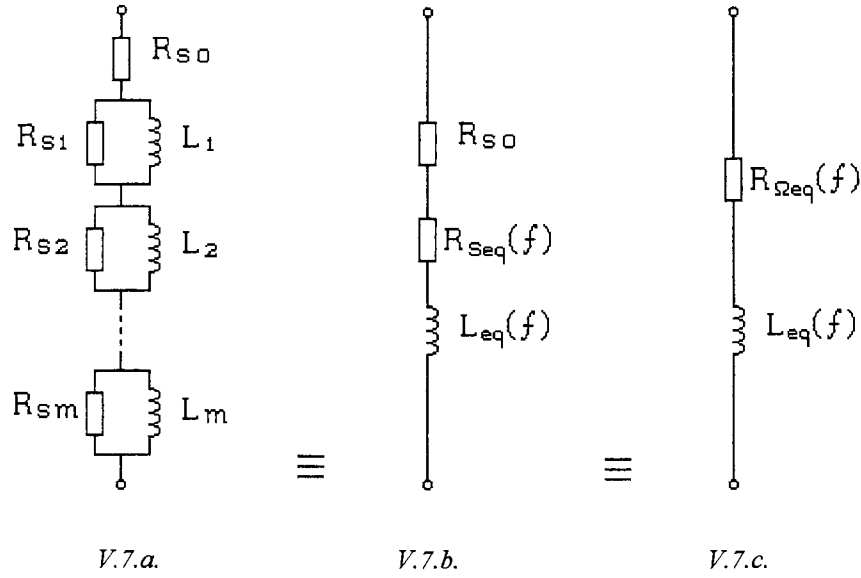


Fig.V.7. Modélisation des pertes ohmiques.

Ce circuit est utilisé pour modéliser la fonction :

$$R_{\Omega}(f) = K_1 + K_2 f^{\nu} = R_{S0} + R_S(f) \quad (\text{V.29})$$

Pour chaque élément $(R_S, L)_k$, on note :

$$\omega_k = 2\pi f_{Sk} = \frac{R_{Sk}}{L_k} \quad (\text{V.30})$$

L'impédance équivalente du circuit de la figure V.7.a s'exprime par :

$$Z_{eq}(f) = R_{S0} + \sum_{k=1}^m \frac{R_{Sk}}{1 + (f_{Sk}/f)^2} + j2\pi f \sum_{k=1}^m \frac{L_k}{1 + (f/f_{Sk})^2} \quad (\text{V.31})$$

La résistance série de ce circuit est déterminée par :

$$R_{\Omega eq}(f) = R_{S0} + R_{Seq}(f) = R_{S0} + \sum_{k=1}^m \frac{R_{Sk}}{1 + (f_{Sk}/f)^2} \quad (\text{V.32})$$

Le terme $R_{Seq}(f)$ représente l'augmentation des pertes ohmiques en hautes fréquences due à l'effet de peau :

$$R_{Seq}(f) = \sum_{k=1}^m \frac{R_{Sk}}{1 + (f_{Sk}/f)^2} \quad (\text{V.33})$$

L'inductance propre est définie par :

$$L_{eq} = \sum_{k=1}^m \frac{L_k}{1 + (f/f_{Sk})^2} \quad (V.34)$$

• *Détermination des paramètres*

On veut déterminer les paramètres R_{Sk} et L_k pour un modèle respectant les conditions :

- La fonction à modéliser est :

$$R_S(f) = K_2 f^\gamma$$

- Le modèle est valable sur une plage de fréquences $[f_{\Omega \min}, f_{\Omega \max}]$:

$$f_{\Omega \min} \leq f \leq f_{\Omega \max}$$

- Sur cette plage de fréquences, le modèle est défini avec une erreur relative E_Ω :

$$(1 - E_\Omega) R_S(f) \leq R_{Seq}(f) \leq (1 + E_\Omega) R_S(f)$$

La contribution $R_{Seqk}(f)$ de l'élément générique $(R_S, R)_k$ sur la valeur de $R_{Seq}(f)$ vaut :

$$R_{Seqk}(f) = \frac{R_{Sk}}{1 + (f_{Sk}/f)^2} \quad (V.35)$$

La fonction $R_{Seqk}(f)/R_{Sk}$ est représentée sur la figure V.8 :

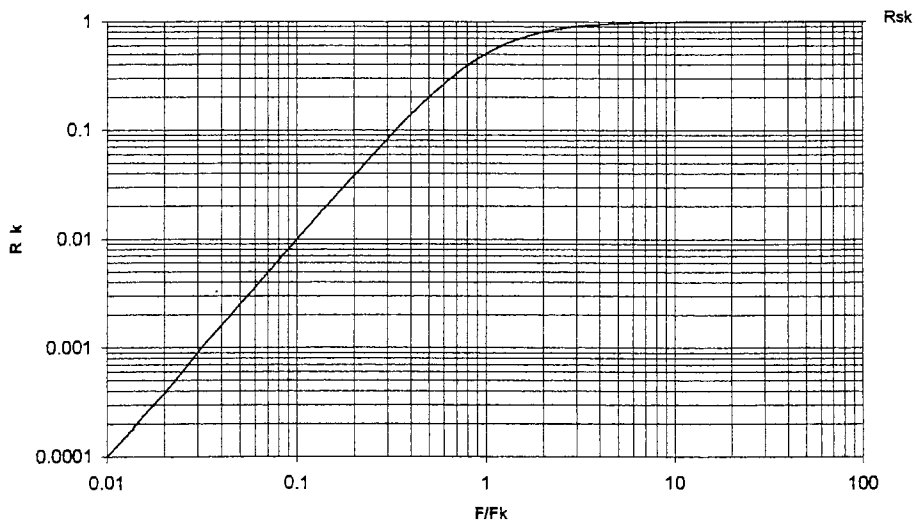


Fig. V.8. Fonction $R_{Seqk}(f)/R_{Sk}$.

Ces éléments sont caractérisés par une fréquence propre f_{sk} et une résistance R_{sk} . On choisit pour ces paramètres des lois de variations simples :

- Une distribution logarithmique des f_{sk} :

$$f_{S(k+1)}/f_{Sk} = C^{te} = \beta \quad (V.36)$$

- Une distribution logarithmique des R_{sk} :

$$R_{S(k+1)}/R_{Sk} = C^{te} = \beta^y \quad (V.37)$$

$$\text{soit } R_{Sk} = AK_2 f_{Sk}^y \quad (V.38)$$

L'allure générale de la fonction $R_{Seq}(f)$ est tracée sur la figure V.9 pour $\beta=10$ et $y=0,5$:

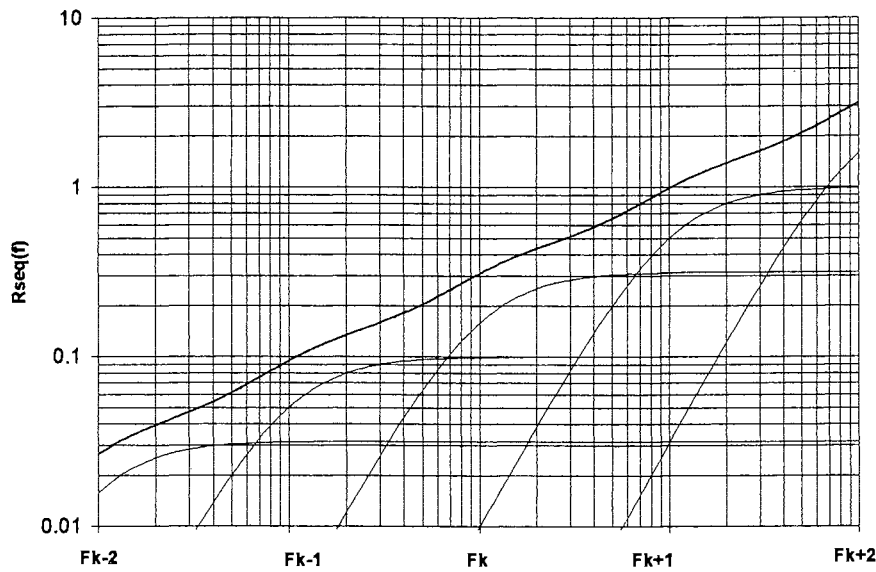


Fig.V.9. Allure de la courbe $R_{Seq}(f)$ pour $\beta=10$ et $y=0,5$.

On étudie la fonction $R_{\Omega m}(f)$ entre deux fréquences propres consécutives f_{sj} et $f_{s(j+1)}$. Pour cela on définit le coefficient γ par :

$$f = \gamma \cdot f_{sj} \quad \text{entre } f_{sj} \text{ et } f_{s(j+1)}$$

avec $1 \leq \gamma \leq \beta$

On a alors :

$$R_{Seq}(\gamma \cdot f_{sj}) = \sum_{k=1}^m \frac{AK_2 f_{Sk}^y}{1 + (f_{Sk}/\gamma \cdot f_{sj})^2} = K_2 (\gamma \cdot f_{sj}^y) A \sum_{k=1}^m \frac{(\beta^{k-j}/\gamma)^y}{1 + (\beta^{k-j}/\gamma)^2} \quad (V.39)$$

La série $\sum_{k=-\infty}^{+\infty} \frac{(\beta^k/\gamma)^y}{1 + (\beta^k/\gamma)^2}$ est convergente pour $0 < y < 2$ et $\beta > 1$.

Il existe une plage de fréquence sur laquelle la fonction $R_{Seq}(f)$ peut être étudiée en supposant un nombre infini d'éléments $(R_{s,L})_k$:

$$R_{Seq}(f) = K_2 f^\gamma A \sum_{-\infty}^{+\infty} \frac{(\beta^k / \gamma)^\gamma}{1 + (\beta^k / \gamma)^2} \quad (V.40)$$

Soit la fonction $G(\gamma) = \sum_{-\infty}^{+\infty} \frac{(\beta^k / \gamma)^\gamma}{1 + (\beta^k / \gamma)^2}$ représentée sur la figure V.10 :

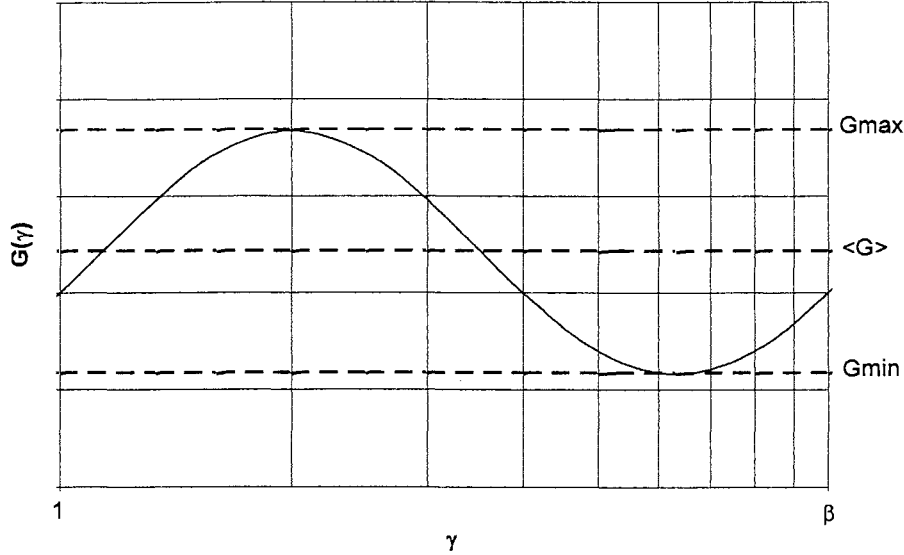


Fig.V.10. Fonction $G(\gamma)$ pour $1 < \gamma < \beta$

La demi-somme $\langle G \rangle = (G_{\max} + G_{\min})/2$ correspond à la valeur autour de laquelle la fonction $G(\gamma)$ oscille avec un écart maximum le plus faible possible :

$$\min_X \left(\max_{1 \leq \gamma \leq \beta} |G(\gamma) - X| \right) \text{ est obtenu pour } X = \langle G \rangle$$

Cet écart vaut alors en valeur relative E_Ω :

$$E_\Omega = \frac{G_{\max} - G_{\min}}{2 \langle G \rangle} \quad (V.41)$$

Le modèle approxime la fonction $K_2 f^\gamma$ avec une erreur relative E_Ω la plus faible possible pour :

$$A \langle G \rangle = 1 \quad (V.42)$$

Les paramètres du modèle sont alors déterminés par :

$$E_\Omega = \frac{G_{\max} - G_{\min}}{G_{\max} + G_{\min}} \quad (V.43)$$

$$A = \frac{2}{G_{\max} + G_{\min}} \quad (V.44)$$

Les valeurs G_{\max} et G_{\min} ont été étudiées numériquement en fonction de y et de β . Cette étude a permis de calculer les fonctions $E_{\Omega}(y,\beta)$ et $A(y,\beta)$ pour différentes valeurs de y comprises entre 0 et 2. Ces fonctions sont symétriques par rapport à $y=1$, elles sont représentées sur les figures V.11 et V.12.

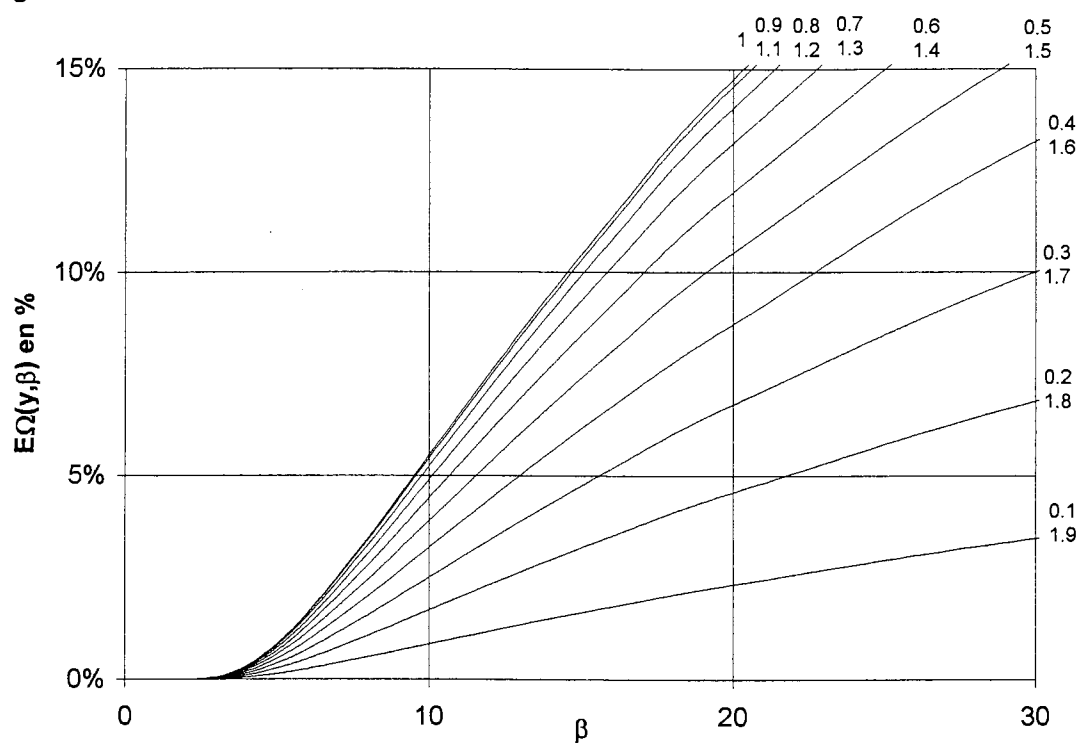


Fig.V.11. Fonction $E_{\Omega}(y,\beta)$ pour différents y entre 0 et 2.

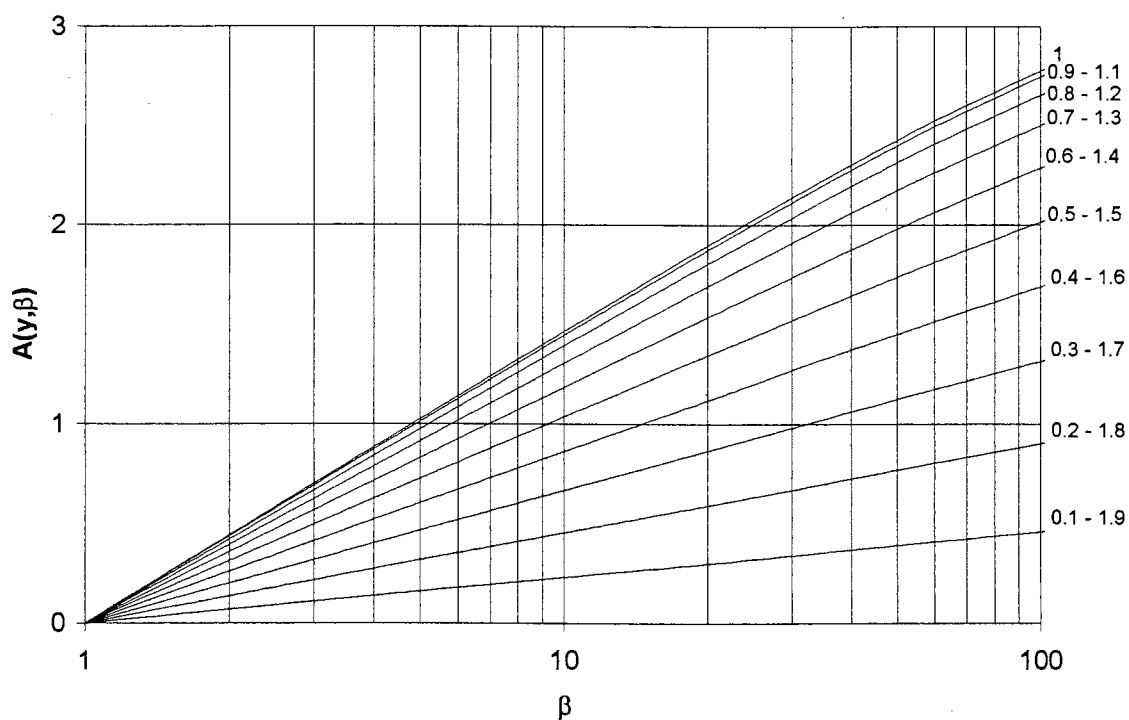


Fig.V.12. Fonctions $A(y,\beta)$ pour différentes valeurs de y .

A partir de ces résultats, des expressions analytiques approximant de façon acceptable les fonctions $\beta(y, E_\Omega)$ et $A(y, \beta)$ ont été recherchées.

- La fonction approchée de $\beta(y, E_\Omega)$ est déterminée par les expressions :

$$\beta(y, E_\Omega) \approx 3,38 + \frac{E_\Omega}{B(y)} \quad (V.45)$$

avec
$$B(y) \approx 0,02636 - 0,01\sqrt{3,196 + 3,751(y-1)^2} \quad (V.46)$$

- La fonction approchée de $A(y, \beta)$ est déterminée par les expressions :

$$A(y, \beta) \approx C(y) \log \beta \quad (V.47)$$

avec
$$C(y) \approx 3,813 - \sqrt{5,515 + 9,027(y-1)^2} \quad (V.48)$$

En résumé, le calcul des paramètres avant correction est effectué selon la procédure suivante :

Paramètres fixés avant modélisation :

- $K_2, \gamma, E_\Omega, f_{\Omega \min}, f_{\Omega \max}$

Paramètres calculés :

- le rapport β est déterminé par les équations (V.45) et (V.46).

- Pour être défini sur la gamme de fréquence, le modèle se compose d'un nombre m d'éléments déterminé par :

$$m = E \left(1 + \frac{\log(f_{\Omega \max} / f_{\Omega \min})}{\log \beta} \right) \quad (V.49)$$

- Les m fréquences propres f_{Sk} sont distribuées de façon symétrique (en diagramme logarithmique) sur la plage de fréquences $[f_{\Omega \min}, f_{\Omega \max}]$, soit :

$$f_{Sk} = \beta^{k-1} f_{S1} = \beta^{k-1} \sqrt{\frac{f_{\Omega \max} f_{\Omega \min}}{\beta^{n-1}}} \quad (V.50)$$

- Les valeurs R_{Sk} sont alors déterminées par les équations (V.38), (V.47) et (V.48).

- Les inductances L_k étant déterminées par l'équation (V.30).

• *Correction aux extrémités de la gamme de fréquence*

L'étude précédente a été menée en supposant un nombre illimité d'éléments $(R_{S,L})_k$. Si cette hypothèse est justifiée pour les fréquences situées au milieu de la gamme $[f_{S1}, f_{Sm}]$, elle n'est pas valable pour le calcul de $R_{Seq}(f)$ au voisinage de f_{S1} ou f_{Sm} .

En effet, pour les fréquences propres f_{S1} et f_{Sm} , on a :

$$R_{Seq}(f_1) \approx AK_2 f_{S1}^y \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\beta^{ky}}{1 + \beta^{2k}} \neq AK_2 f_{S1}^y \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\beta^{ky}}{1 + \beta^{2k}} \quad (V.51)$$

$$R_{Seq}(f_m) \approx AK_2 f_{Sm}^y \sum_{k=-\infty}^0 \frac{\beta^{ky}}{1 + \beta^{2k}} \neq AK_2 f_{Sm}^y \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\beta^{ky}}{1 + \beta^{2k}} \quad (V.52)$$

Les séries $\sum_{k=0}^{\infty} \frac{\beta^{ky}}{1 + \beta^{2k}}$ et $\sum_{k=-\infty}^0 \frac{\beta^{ky}}{1 + \beta^{2k}}$ ne peuvent pas être assimilées à la série $\sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\beta^{ky}}{1 + \beta^{2k}}$

car les termes manquants ne sont plus négligeables.

Pour que le modèle approxime correctement la fonction $K_2 f^y$ avec une erreur maximum E_{Ω} sur toute la gamme $[f_{\Omega min}, f_{\Omega max}]$, on peut soit définir ce modèle sur une gamme plus large $[f'_{\Omega min}, f'_{\Omega max}]$ avec $f'_{\Omega min} < f_{\Omega min}$ et $f'_{\Omega max} > f_{\Omega max}$, ce qui revient à augmenter le nombre m d'éléments tout en conservant un même rapport β entre les fréquences propres ; soit multiplier les contributions aux extrémités de la gamme, c'est à dire R_{S1} et R_{Sm} , par des coefficients Γ et Γ' pour ramener les valeurs $R_{Seq}(f_{S1})/K_2 f_{S1}^y$ et $R_{Seq}(f_{Sm})/K_2 f_{Sm}^y$ dans l'intervalle $[1-E_{\Omega}, 1+E_{\Omega}]$. Cette deuxième solution permet de conserver le nombre m d'éléments initial.

Ces coefficients Γ et Γ' dépendent de y et de E_{Ω} . Si l'on veut être capable de les déterminer analytiquement pour des valeurs y et E_{Ω} données, il est nécessaire de déterminer des expressions analytiques approxinant les courbes $\Gamma(y, E)$ et $\Gamma'(y, E)$. Pour cela, une recherche numérique des valeurs Γ et Γ' permettant de ramener $R_{Seq}(f_{S1})/K_2 f_{S1}^y$ et $R_{Seq}(f_{Sm})/K_2 f_{Sm}^y$ à la valeur 1 a été menée pour différents y entre 0 et 2, et pour différents E_{Ω} compris entre 3% et 20%.

Les valeurs obtenues ont permis d'approximer les fonctions $\Gamma(y, E_{\Omega})$ et $\Gamma'(y, E_{\Omega})$ par les polynômes suivants :

$$\Gamma(y, E_{\Omega}) = C_0(y) + C_1(y)E_{\Omega} + C_2(y)E_{\Omega}^2 \quad (V.53)$$

$$\Gamma'(y, E_{\Omega}) = C_0(2-y) + C_1(2-y)E_{\Omega} + C_2(2-y)E_{\Omega}^2 = \Gamma(2-y, E_{\Omega}) \quad (V.54)$$

$$\text{avec } C_0(y) = (26,2 - 19,6y + 6,7y^2).10^{-1} \quad (V.55)$$

$$C_1(y) = (-12,4 + 12,4y - 4,3y^2).10^{-2} \quad (V.56)$$

$$C_3(y) = (3,5 - 4y + 1,5y^2).10^{-3} \quad (V.57)$$

Une symétrie par rapport à $y=1$ permet de déterminer $\Gamma'(y, E_\Omega)$ à partir de l'expression de $\Gamma(y, E_\Omega)$. En effet, on a :

$$\sum_{k=-\infty}^0 \frac{\beta^{ky}}{1 + \beta^{2k}} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\beta^{-ky}}{1 + \beta^{-2k}} = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\beta^{(2-y)k}}{\beta^{2k} + 1} \quad (V.58)$$

Pour une erreur E_Ω donnée, $\beta(y, E_\Omega)$ étant égal à $\beta(2-y, E_\Omega)$ d'après (V.45) et (V.46), la valeur $R_{Seq}(f_{S1})$ définie pour une valeur y est égale à la valeur $R_{Seq}(f_{Sm})$ définie pour $(y-2)$. Il en sera de même pour les coefficients correcteurs, il est donc normal de constater la relation :

$$\Gamma(y, E) = \Gamma'(2 - y, E) \quad (V.59)$$

Il est indispensable, pour conserver la validité des calculs effectués précédemment, de ne pas faire subir de variation aux fréquences propres f_{S1} et f_{Sm} du fait de cette correction. En vertu de l'équation (V.30) liant R_{Sk} , L_k et f_{Sk} , les inductances L_1 et L_m devront également être multipliées par les coefficients Γ et Γ' .

Le calcul des paramètres du modèle est finalement effectué selon la procédure décrite précédemment, à laquelle on rajoute :

- La multiplication de R_{S1} et L_1 par le coefficient $\Gamma(y, E_\Omega)$ déterminé par les équations (V.53), (V.55), (V.56) et (V.57).
- La multiplication de R_{Sm} et L_m par le coefficient $\Gamma'(y, E_\Omega)$ déterminé par les équations (V.54), (V.55), (V.56) et (V.57).

Les figures V.13 et V.14 permettent de se rendre compte de l'apport de cette correction sur la qualité du modèle. La fonction $H(f)$ est définie par :

$$H(f) = \frac{R_{Seq}(f)}{K_2 f^y} \quad (V.60)$$

Le modèle est correctement défini sur la plage de fréquences $[f_{\Omega min}, f_{\Omega max}]$ si les valeurs prises par $H(f)$ sont comprises entre $1-E_\Omega$ et $1+E_\Omega$ sur cette plage. $H(f)$ a été tracée pour $y=0,75$ et $y=1$. L'erreur E_Ω est fixée à 5%, le modèle est défini sur la plage [20kHz, 10MHz].

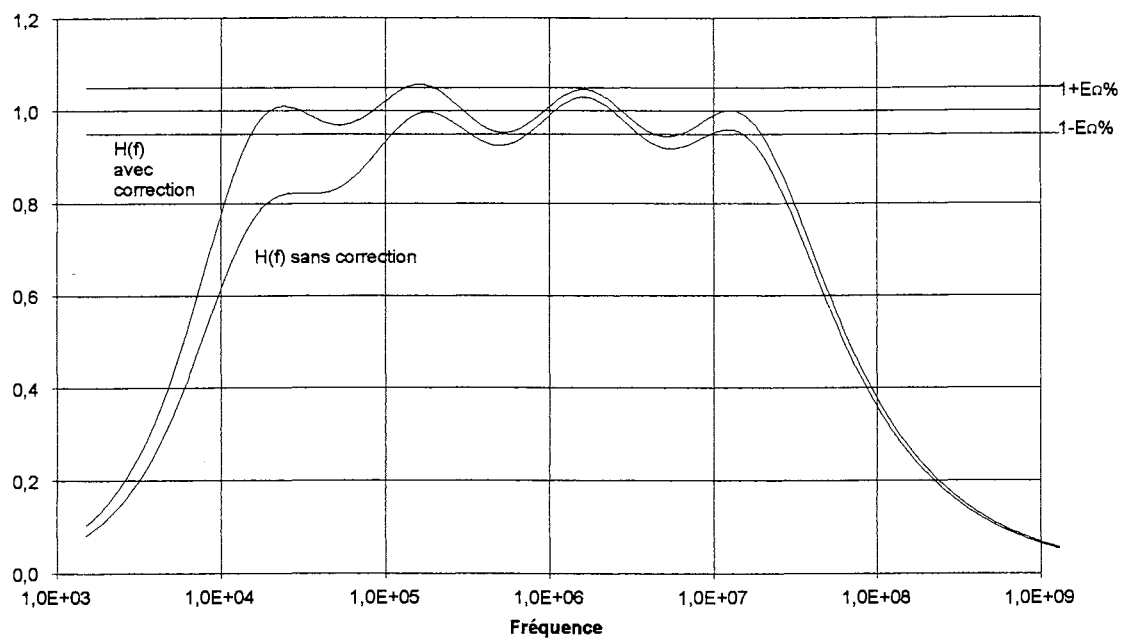


Fig.V.13. Correction aux extrémités pour $y=0.75$ et $E_\Omega=5\%$.

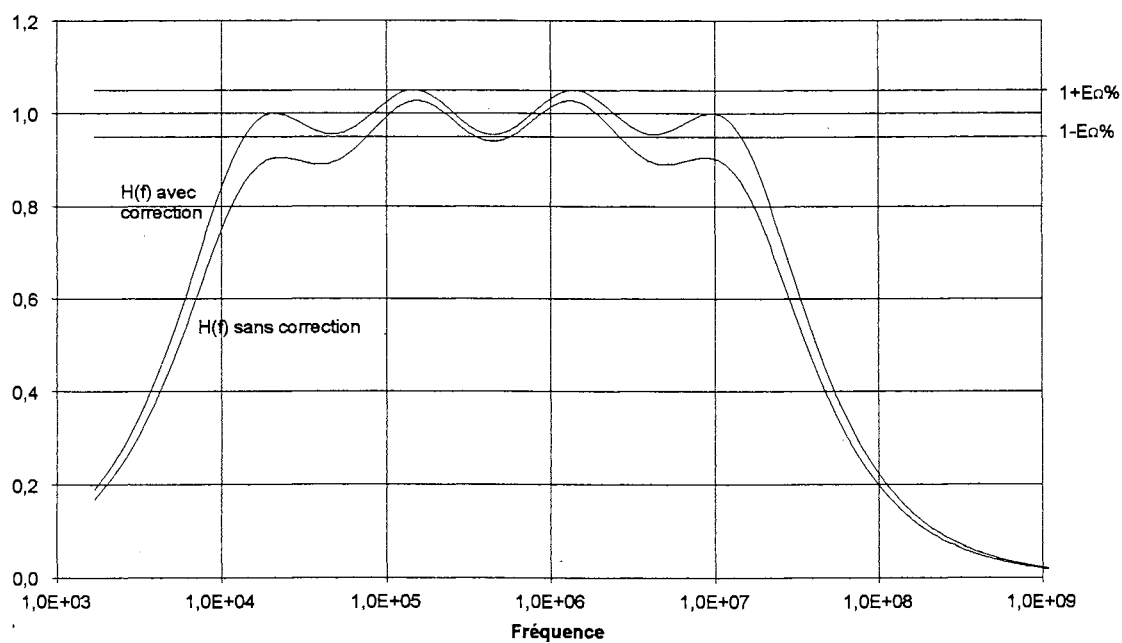


Fig.V.14. Correction aux extrémités pour $y=1$ et $E_\Omega=5\%$.

III.2.b. Modélisation des pertes diélectriques ($R_D(f)$)

Pour modéliser les pertes dans le matériau diélectrique, on utilise le circuit équivalent proposé par Ermuratskii. Les figures V.15.a, V.15.b et V.15.c représentent ce circuit ainsi que les modèles R-C parallèle et série équivalents avec les notations qui seront utilisées pour l'étude.

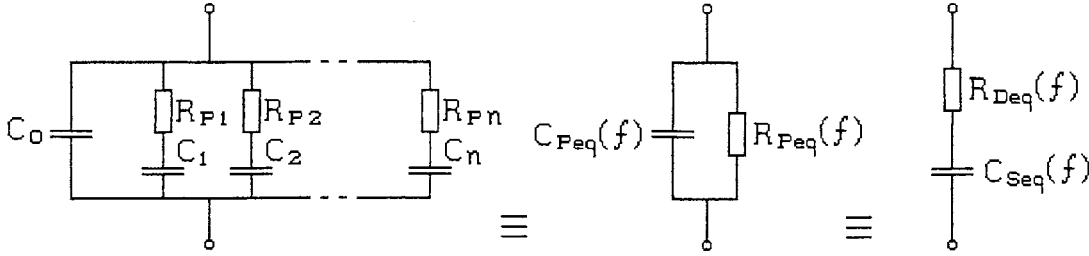


Fig.V.15.a.
Modèle décrit par
Ermuratskii.

Fig.V.15.b.
 R_F - C_F parallèle
équivalent.

Fig.V.15.c.
 R_D - C_S série
équivalent.

La contribution des pertes de nature diélectrique sur la valeur globale de ESR est associée à la résistance série R_D correspondant au terme $K_0 f^{-x}$. On cherche donc à modéliser une résistance série R_D suivant la loi :

$$R_D(f) = K_0 f^{-x} \quad (\text{V.61})$$

D'après la relation liant R_D et le facteur de dissipation du matériau $\tan \delta_D$ (équation II.13), on peut déterminer l'expression mathématique $\tan \delta_D(f)$ qui modélisera ce facteur :

$$\tan \delta_D(f) = K_0 2\pi C_S(f) f^{1-x} \quad (\text{V.62})$$

D'après l'équivalence entre les deux représentations série et parallèle des figures V.15.b et V.15.c, on peut exprimer la loi de variation de la résistance parallèle R_P que l'on cherche à modéliser :

$$R_P(f) = \frac{1}{K_0 4\pi^2 C_P(f) C_S(f)} f^{x-2} \quad (\text{V.63})$$

Nous avons vu lors de l'étude des différents circuits équivalents aux condensateurs, que si les valeurs prises par le facteur de dissipation sont faibles ($\tan \delta_D < 10^{-2}$), les capacités C_S et C_P des modèles série et parallèle (figures II.2.a et II.2.b) peuvent être considérées comme identiques.

On admettra dans toute l'étude que les capacités C_S et C_P sont constantes et égales à C_0 :

$$C_S(f) \approx C_P(f) \approx C_0 \quad (\text{V.64})$$

Il s'ensuit :

$$\tan \delta_D(f) \approx K_0 2\pi C_0 f^{1-x} \quad (\text{V.65})$$

$$R_P(f) \approx \frac{1}{K_0 (2\pi C_0)^2} f^{x-2} \quad (\text{V.66})$$

On veut approximer les fonctions $R_D(f)$, $\tan \delta_D(f)$ et $R_P(f)$ à l'aide du circuit de la figure V.15.a. Les fonctions définies par ce circuit sont notées $R_{Deq}(f)$, $\tan \delta_{Deq}(f)$ et $R_{Peq}(f)$.

On cherche alors à déterminer les paramètres R_{Pk} et C_k du circuit pour que celui-ci satisfasse aux conditions suivantes :

- La fonction $\tan \delta_D(f)$ à modéliser a pour expression :

$$\tan \delta_D(f) = K_0 2\pi C_0 f^{1-x}$$

- Le modèle est valable sur une plage de fréquences $[f_{Dmin}, f_{Dmax}]$:

$$f_{Dmin} \leq f \leq f_{Dmax}$$

- Sur cette plage de fréquences, le modèle approxime la fonction $\tan \delta_D(f)$ avec une erreur relative maximum notée E_D :

$$(1 - E_D) \tan \delta_D(f) \leq \tan \delta_{Deq}(f) \leq (1 + E_D) \tan \delta_D(f)$$

On note dans cette partie f_{Pk} les fréquences propres des éléments $(R_P, C)_k$:

$$f_{Pk} = \frac{1}{2\pi R_{Pk} C_k} \quad (\text{V.67})$$

L'admittance équivalente du circuit de la figure V.15.a a été exprimée dans le paragraphe II (équation V.6), elle peut également s'exprimer par :

$$Y_{eq}(f) = \sum_{k=1}^n \frac{1/R_{Pk}}{1 + (f_{Pk}/f)^2} + j2\pi f C_0 \left(1 + \sum_{k=1}^n \frac{C_k/C_0}{(f/f_{Pk} + f_{Pk}/f)} \right) \quad (\text{V.68})$$

La résistance parallèle équivalente R_{Peq} de ce circuit (Fig. V.15.b) est déterminée par :

$$\frac{1}{R_{Peq}(f)} = \sum_{k=1}^n \frac{1/R_{Pk}}{1 + (f_{Pk}/f)^2} \quad (\text{V.69})$$

Cette relation est comparable à l'expression de la résistance série $R_{Seq}(f)$ modélisée par le circuit représentant les pertes ohmiques (équation V.33) :

$$R_{Seq}(f) = \sum_{k=1}^n \frac{R_{Sk}}{1 + (f_{Sk}/f)^2}$$

L'expression $\sum_{k=1}^n \frac{R_{Sk}}{1 + (f_{Sk}/f)^2}$ est utilisée pour modéliser une résistance $R_{Seq}(f)$ qui croît en f^y ,

de même l'expression $\sum_{k=1}^n \frac{1/R_{Pk}}{1 + (f_{Pk}/f)^2}$ sera utilisée pour modéliser une fonction $1/R_{Peq}(f)$ qui croît en f^{2-x} .

Cette propriété s'explique par le principe de dualité. Un circuit constitué d'éléments R-L parallèle associés en série constitue le dual d'un circuit constitué d'éléments R-C série associés en parallèle (Fig.V.16). Le premier modélise une résistance série $R_S(f)$ qui croît avec la fréquence, le deuxième modélise par dualité une résistance parallèle $R_P(f)$ qui décroît avec la fréquence.

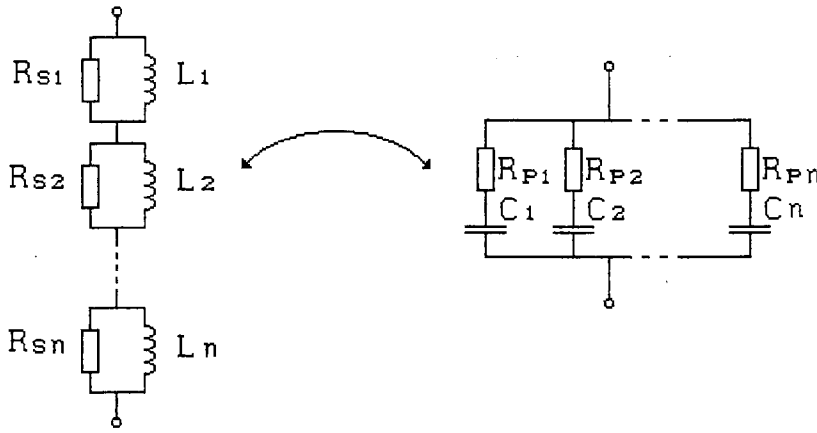


Fig.V.16. Circuits duaux.

On peut ainsi utiliser les résultats issus de l'étude portant sur le circuit dual menée au paragraphe III.

Les fréquences propres f_{Pk} sont distribuées selon une loi logarithmique, le rapport entre deux fréquences propres consécutives est noté α :

$$f_{P(k+1)}/f_{Pk} = C^{te} = \alpha \quad (V.70)$$

Les résistances R_{Pk} sont déterminées par :

$$\frac{1}{R_{Pk}} = A(2-x, \alpha) K_0 (2\pi C_0)^2 f_{Pk}^{2-x} \quad (V.71)$$

La fonction A a été déterminée dans le paragraphe III, la symétrie par rapport à $x=1$ permet d'écrire :

$$A(2-x, \alpha) = A(x, \alpha) \quad (V.72)$$

Le rapport α est déterminé à partir de la fonction β :

$$\alpha = \beta(2-x, E_D) = \beta(x, E_D) \quad (V.73)$$

La procédure de calcul des éléments R_{pk} et C_k est déterminée par dualité à partir des résultats de l'étude menée au paragraphe III :

Paramètres fixés avant modélisation :

- $K_0, x, E_D, f_{D\min}, f_{D\max}$

Paramètres calculés :

- le rapport α est déterminé par :

$$\alpha = \beta(x, E_D), \beta(x, E_D) \text{ est calculé par les équations (V.45) et (V.46)}$$

- Le nombre n d'éléments est déterminé par :

$$n = E \left(1 + \frac{\log(f_{D\max}/f_{D\min})}{\log \alpha} \right) \quad (V.74)$$

- Les n fréquences propres f_{pk} sont distribuées de façon symétrique sur la plage de fréquences $[f_{D\min}, f_{D\max}]$, soit :

$$f_{pk} = \alpha^{k-1} f_{p1} = \alpha^{k-1} \sqrt{\frac{f_{D\max} f_{D\min}}{\alpha^{n-1}}} \quad (V.75)$$

- Les valeurs R_{pk} sont déterminées par :

$$R_{pk} = \frac{1}{A(x, \alpha) K_0 (2\pi C_0)^2} f_{pk}^{x-2}, A(x, \alpha) \text{ est calculé par les équations (V.47) et (V.48)}$$

- Les capacités C_k sont alors déterminées par l'équation (V.67).

- La correction aux extrémités de la gamme de fréquence consiste à diviser R_{p1} et R_{pn} (et à multiplier C_1 et C_n) respectivement par $\Gamma(2-x, E_D)$ et $\Gamma'(2-x, E_D)$, soit en utilisant la symétrie par rapport à 1, par $\Gamma'(x, E_D)$ et $\Gamma(x, E_D)$.

Pour le cas particulier $x=1$ correspondant à un facteur de dissipation $\tan \delta_D$ constant en fréquence (Eq.V.65), on retrouve les résultats de l'étude menée par Ermuratskii . Les valeurs C_k sont toutes égales à une même constante C déterminée par :

$$C = A(1, \alpha) 2\pi K_0 C_0^2 = A(1, \alpha) \tan \delta_D C_0 \quad (V.76)$$

La fonction $A(1, \alpha)$ est égale à la fonction $C/TC_0(\alpha)$ utilisée par Ermuratskii.

IV. APPLICATION AUX CONDENSATEURS TESTES

Nous avons modélisé les trois condensateurs qui ont été caractérisés en fréquence et en température (cf. Chapitre IV). Pour chacun d'entre eux, les paramètres du circuit équivalent ont été calculés pour les trois températures -45°C , $+25^{\circ}\text{C}$ et $+65^{\circ}\text{C}$. Pour tous les modèles présentés dans ce paragraphe, les erreurs relatives E_{Ω} et E_D sont fixées à la valeur 4%.

On s'intéresse dans un premier temps à la variation de la résistance série équivalente des modèles $ESR_{eq}(f)$ avec la fréquence, pour les trois températures.

Il est important, dans un deuxième temps, de s'intéresser aux variations de la capacité équivalente et de l'inductance équivalente du modèle pour vérifier que la modélisation de ESR n'affecte pas trop ces paramètres. L'impédance totale des modèles représentant ces condensateurs est comparée à l'impédance réelle mesurée sur le pont HP4194.

IV.1. CALCUL DES ELEMENTS-VARIATIONS DE ESR

La résistance série ESR des trois condensateurs 220nF-PP, 680nF-pC et 680nF-PET a été modélisée à -45°C , $+25^{\circ}\text{C}$ et $+65^{\circ}\text{C}$ à partir des résultats expérimentaux présentés au chapitre IV. A 25°C , chaque modèle est défini avec la valeur de la capacité mesurée à 10kHz. A -45°C et $+65^{\circ}\text{C}$, les modèles sont définis en tenant compte des variations de la capacité avec la température (par rapport à la valeur mesurée à 25°C), données par le fabricant. Les valeurs prises par la capacité des trois condensateurs aux différentes températures sont données dans le tableau V.1 :

Condensateur	Capacité à 10kHz et -45°C	Capacité à 10kHz et $+25^{\circ}\text{C}$	Capacité à 10kHz et $+65^{\circ}\text{C}$
220nF-PP	224nF	220nF	218nF
680nF-PC	665nF	672nF	672nF
680nF-PET	653nF	682nF	699nF

Tab.V.1. Capacités à 10kHz pour les températures -45°C , $+25^{\circ}\text{C}$ et $+65^{\circ}\text{C}$.

IV.1.a. Condensateur de 220nF-polypropylène métallisé + armatures

A partir des courbes expérimentales, la résistance série équivalente a été approximée par les expressions analytiques ESR(f) suivantes :

$$\begin{aligned}
 -45^{\circ}\text{C}: \quad ESR(f) &= 61f^{-1} + 1,2 \cdot 10^{-3} + 3,8 \cdot 10^{-6} f^{0,5} \\
 +25^{\circ}\text{C}: \quad ESR(f) &= 135f^{-1} + 1,5 \cdot 10^{-3} + 4,8 \cdot 10^{-6} f^{0,5} \\
 +65^{\circ}\text{C}: \quad ESR(f) &= 120f^{-1} + 1,8 \cdot 10^{-3} + 5,3 \cdot 10^{-6} f^{0,5}
 \end{aligned}$$

Pour les trois températures, les éléments ont été calculés pour des gammes de fréquences :

$$[f_{D\min}, f_{D\max}] = [400\text{Hz}, 200\text{kHz}] \text{ et } [f_{\Omega\min}, f_{\Omega\max}] = [20\text{kHz}, 10\text{MHz}]$$

D'après la procédure de calcul des éléments déterminée au paragraphe III, on obtient pour les trois modèles :

$$n = m = 3$$

$$\alpha \approx 8,1$$

$$\beta \approx 10$$

Pour les trois modèles, les fréquences propres f_{pk} et f_{sk} sont identiques, leurs valeurs sont reportées dans le tableau V.2 :

f_{p1} 1,1kHz	f_{p2} 8,94kHz	f_{p3} 72,4kHz	f_{s1} 44,6kHz	f_{s2} 447kHz	f_{s3} 4,48MHz
--------------------	---------------------	---------------------	---------------------	--------------------	---------------------

Tab.V.2. 220nF-PP. Fréquences propres associées aux modèles.

Chaque modèle est constitué en tout de 15 éléments dont les valeurs calculées sont reportées dans les tableaux V.3, V.4 et V.5.

• -45°C :

C_0 224nF	R_{p1} 4,79MΩ	C_1 30,1pF	R_{p2} 695kΩ	C_2 25,6pF	R_{p3} 73kΩ	C_3 30,1pF	L_0 20nH
R_{s0} 1,2mΩ	R_{s1} 1,27mΩ	L_1 4,54nH	R_{s2} 2,61mΩ	L_2 928pH	R_{s3} 8,82mΩ	L_3 313pH	

Tab.V.3. 220nF-PP. Eléments du modèle défini à -45°C.

• 25°C :

C_0 220nF	R_{p1} 2,24MΩ	C_1 64,22pF	R_{p2} 326kΩ	C_2 54,64pF	R_{p3} 34,2kΩ	C_3 64,22pF	L_0 20nH
R_{s0} 1,5mΩ	R_{s1} 1,61mΩ	L_1 5,74nH	R_{s2} 3,3mΩ	L_2 1,17nH	R_{s3} 11,1mΩ	L_3 396pH	

Tab.V.4. 220nF-PP. Eléments du modèle défini à 25°C.

• 65°C :

C_0 218nF	R_{p1} 2,57MΩ	C_1 56,1pF	R_{p2} 373kΩ	C_2 47,7pF	R_{p3} 39,2kΩ	C_3 56,1pF	L_0 20nH
R_{s0} 1,8mΩ	R_{s1} 1,78mΩ	L_1 6,33nH	R_{s2} 3,64mΩ	L_2 1,3nH	R_{s3} 12,3mΩ	L_3 437pH	

Tab.V.5. 220nF-PP. Eléments du modèle défini à 65°C.

La figure V.17 représente les valeurs prises par la résistance série ESR du modèle pour les trois températures -45°C, 25°C et 65°C (en trait plein). Elles sont comparées aux valeurs mesurées (points sur les courbes).

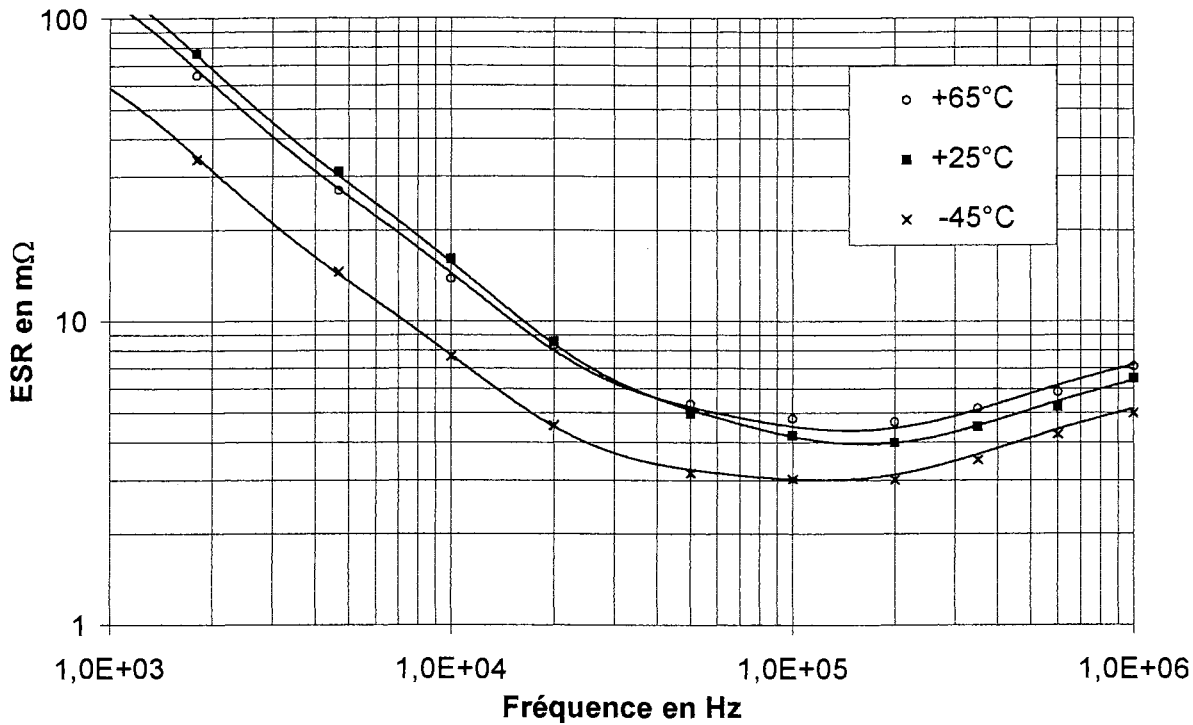


Fig.V.17. 220nF-PP. Comparaison entre ESR mesurée et modélisée.

IV.1.b. Condensateur de 680nF-polycarbonate métallisé

Expressions analytiques ESR(f) :

$$-45^{\circ}\text{C}: \quad ESR(f) = 760 f^{-0,95} + 5.10^{-3} + 1,45.10^{-8} f^{0,9}$$

$$+25^{\circ}\text{C}: \quad ESR(f) = 37 f^{-0,75} + 7.10^{-3} + 1,1.10^{-8} f^{0,9}$$

$$+65^{\circ}\text{C}: \quad ESR(f) = 160 f^{-1} + 7,5.10^{-3} + 1,2.10^{-8} f^{0,9}$$

Pour les trois températures, les éléments ont été calculés pour les gammes de fréquences :

$$[f_{D\min}, f_{D\max}] = [400\text{Hz}, 5\text{MHz}] \text{ et } [f_{\Omega\min}, f_{\Omega\max}] = [500\text{kHz}, 5\text{MHz}]$$

D'après la procédure de calcul des éléments, on obtient pour les trois modèles :

$$n = 5$$

$$m = 2$$

Chaque modèle est constitué en tout de 17 éléments dont les valeurs calculées sont reportées dans les tableaux V.7, V.9 et V.11. Les valeurs f_{pk} et f_{sk} sont reportées dans les tableaux V.6, V.8 et V.10. Les pertes dans le polycarbonate sont plus élevées que les pertes dans le polypropylène et leur modélisation fait subir à la capacité apparente du circuit équivalent une

variation que l'on corrige en abaissant légèrement la valeur C_0 . Les valeurs attribuées au paramètre K_0 dans les expressions analytiques $ESR(f)$ sont quant à elles légèrement augmentées par rapport aux valeurs déterminées à partir des courbes expérimentales (cf. paragraphe IV.3).

• -45°C :

$$\alpha \approx 8,1$$

$$\beta \approx 8,15$$

f_{p1}	f_{p2}	f_{p3}	f_{p4}	f_{p5}	f_{s1}	f_{s2}
679Hz	5,51kHz	44,7kHz	363kHz	2,94MHz	554kHz	4,52MHz

Tab.V.6. 680nF-PC. Fréquences propres associées au modèle défini à -45°C .

C_0	L_0	R_{p1}	C_1	R_{p2}	C_2	R_{p3}	C_3
648nF	19nH	55,1k Ω	4,25nF	7,05k Ω	4,1nF	783 Ω	4,55nF
R_{p4}	C_4	R_{p5}	C_5	R_{s1}	L_1	R_{s2}	L_2
86,9 Ω	5,05nF	8,03 Ω	6,73nF	3,46m Ω	996pH	21,1m Ω	744pH
R_{s0}							
5m Ω							

Tab.V.7. 680nF-PC. Eléments du modèle défini à -45°C .

• 25°C :

$$\alpha \approx 8,5$$

$$\beta \approx 8,15$$

f_{p1}	f_{p2}	f_{p3}	f_{p4}	f_{p5}	f_{s1}	f_{s2}
621Hz	5,27kHz	44,7kHz	380kHz	3,22MHz	554kHz	4,52MHz

Tab.V.8. 680nF-PC. Fréquences propres associées au modèle défini à 25°C .

C_0	L_0	R_{p1}	C_1	R_{p2}	C_2	R_{p3}	C_3
660nF	19nH	372k Ω	689pF	28k Ω	1,08nF	1,93k Ω	1,84nF
R_{p4}	C_4	R_{p5}	C_5	R_{s1}	L_1	R_{s2}	L_2
133 Ω	3,15nF	6,93 Ω	7,13nF	2,63m Ω	755pH	16m Ω	565pH
R_{s0}							
7m Ω							

Tab.V.9. 680nF-PC. Eléments du modèle défini à 25°C .

• 65°C :

$\alpha \approx 8,1$

$\beta \approx 8,15$

f_{p1}	f_{p2}	f_{p3}	f_{p4}	f_{p5}	f_{s1}	f_{s2}
682Hz	5,52kHz	44,7kHz	362kHz	2,93MHz	554kHz	4,52MHz

Tab.V.10. 680nF-PC. Fréquences propres associées au modèle défini à 65°C.

C_0	L_0	R_{p1}	C_1	R_{p2}	C_2	R_{p3}	C_3
670nF	19nH	331kΩ	706pF	48kΩ	601pF	5,93kΩ	601pF
R_{p4}	C_4	R_{p5}	C_5	R_{s1}	L_1	R_{s2}	L_2
732Ω	601pF	76,8Ω	706pF	2,87mΩ	824pH	17,5mΩ	616pH
R_{s0}							
7,5mΩ							

Tab.V.11. 680nF-PC. Eléments du modèle défini à 65°C.

Les valeurs modélisées et mesurées de la résistance série ESR sont représentées sur la figure V.18 :

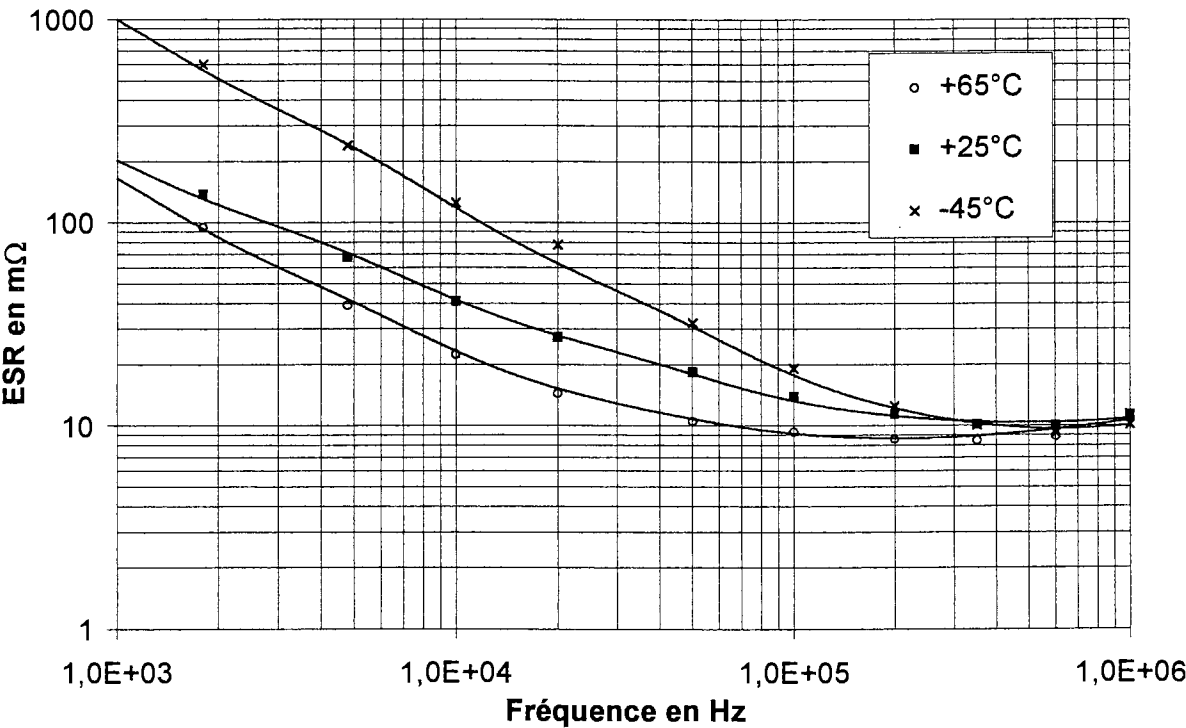


Fig.V.18. 680nF-PC. Comparaison entre ESR mesurée et modélisée.

IV.1.c. Condensateur de 680nF-polyéthylène téréphtalate métallisé

A partir des courbes expérimentales, la résistance série équivalente a été approximée par les expressions analytiques ESR(f) suivantes :

$$-45^{\circ}\text{C}: \quad ESR(f) = 4,3 \cdot 10^3 f^{-1,03} + 5 \cdot 10^{-3} + 3,1 \cdot 10^{-7} f^{0,7}$$

$$+25^{\circ}\text{C}: \quad ESR(f) = 160 f^{-0,71} + 5,5 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 10^{-7} f^{0,7}$$

$$+65^{\circ}\text{C}: \quad ESR(f) = 9,5 f^{-0,51} + 6 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 10^{-7} f^{0,7}$$

Les éléments ont été calculés pour des gammes de fréquences :

$$[f_{D \min}, f_{D \max}] = [400\text{Hz}, 5\text{MHz}] \text{ et } [f_{\Omega \min}, f_{\Omega \max}] = [800\text{kHz}, 10\text{MHz}].$$

D'après la procédure de calcul des éléments, on obtient pour les trois modèles :

$$n = 5$$

$$m = 2$$

Chaque modèle est constitué en tout de 17 éléments dont les valeurs calculées sont reportées dans les tableaux V.13, V.15 et V.17. Compte tenu de l'importance des pertes dans le polyéthylène téréphtalate et de la variation que leur modélisation fait subir à la capacité apparente du modèle, les valeurs attribuées à C_0 pour le calcul des éléments sont très inférieures aux valeurs réelles de la capacité (cf. Tab.V.1). De même, les coefficients K_0 des expressions ESR(f) sont supérieurs aux valeurs que l'on pourrait déterminer sur les courbes expérimentales (cf. paragraphe IV.3).

• -45°C :

$$\alpha \approx 8,1$$

$$\beta \approx 8,7$$

f_{P1} 680Hz	f_{P2} 5,52kHz	f_{P3} 44,7kHz	f_{P4} 362kHz	f_{P5} 2,94MHz	f_{S1} 960kHz	f_{S2} 8,33MHz
-------------------	---------------------	---------------------	--------------------	---------------------	--------------------	---------------------

Tab.V.12. 680nF-PET. Fréquences propres associées au modèle défini à -45°C.

C_0 621nF	L_0 18nH	R_{P1} 17,2kΩ	C_1 13,6nF	R_{P2} 2,7kΩ	C_2 10,7nF	R_{P3} 354Ω	C_3 10nF
R_{P4} 46,5Ω	C_4 9,44nF	R_{P5} 5,26Ω	C_5 10,3nF	R_{S1} 7,94mΩ	L_1 1,32nH	R_{S2} 28,5mΩ	L_2 544pH
R_{S0} 5mΩ							

Tab.V.13. 680nF-PET. Eléments du modèle défini à -45°C.

• 25°C :

$$\alpha \approx 8,6$$

$$\beta \approx 8,7$$

f_{p1}	f_{p2}	f_{p3}	f_{p4}	f_{p5}	f_{s1}	f_{s2}
600Hz	5,18kHz	44,7kHz	386kHz	3,33MHz	960kHz	8,33MHz

Tab.V.14. 680nF-PET. Fréquences propres associées au modèle défini à 25°C.

C_0	L_0	R_{p1}	C_1	R_{p2}	C_2	R_{p3}	C_3
606nF	18nH	84,9k Ω	3,13nF	5,69k Ω	5,4nF	353 Ω	10,1nF
R_{p4}	C_4	R_{p5}	C_5	R_{s1}	L_1	R_{s2}	L_2
21,9 Ω	18,9nF	998m Ω	47,6nF	5,12m Ω	849pH	18,4m Ω	351pH
R_{s0}							
5,5m Ω							

Tab.V.15. 680nF-PET. Eléments du modèle défini à 25°C.

• 65°C :

$$\alpha \approx 9,9$$

$$\beta \approx 8,7$$

f_{p1}	f_{p2}	f_{p3}	f_{p4}	f_{p5}	f_{s1}	f_{s2}
454Hz	4,51kHz	44,7kHz	444kHz	4,4MHz	960kHz	8,33MHz

Tab.V.16. 680nF-PET. Fréquences propres associées au modèle défini à 65°C.

C_0	L_0	R_{p1}	C_1	R_{p2}	C_2	R_{p3}	C_3
616nF	18nH	696k Ω	503pF	24,3k Ω	1,45nF	797 Ω	4,47nF
R_{p4}	C_4	R_{p5}	C_5	R_{s1}	L_1	R_{s2}	L_2
26,1 Ω	13,8nF	556m Ω	65nF	5,12m Ω	849pH	18,4m Ω	351pH
R_{s0}							
6m Ω							

Tab.V.17. 680nF-PET. Eléments du modèle défini à 65°C.

les valeurs de la résistance série ESR du circuit équivalent sont comparées aux valeurs mesurées pour les trois températures (Fig.V.19).

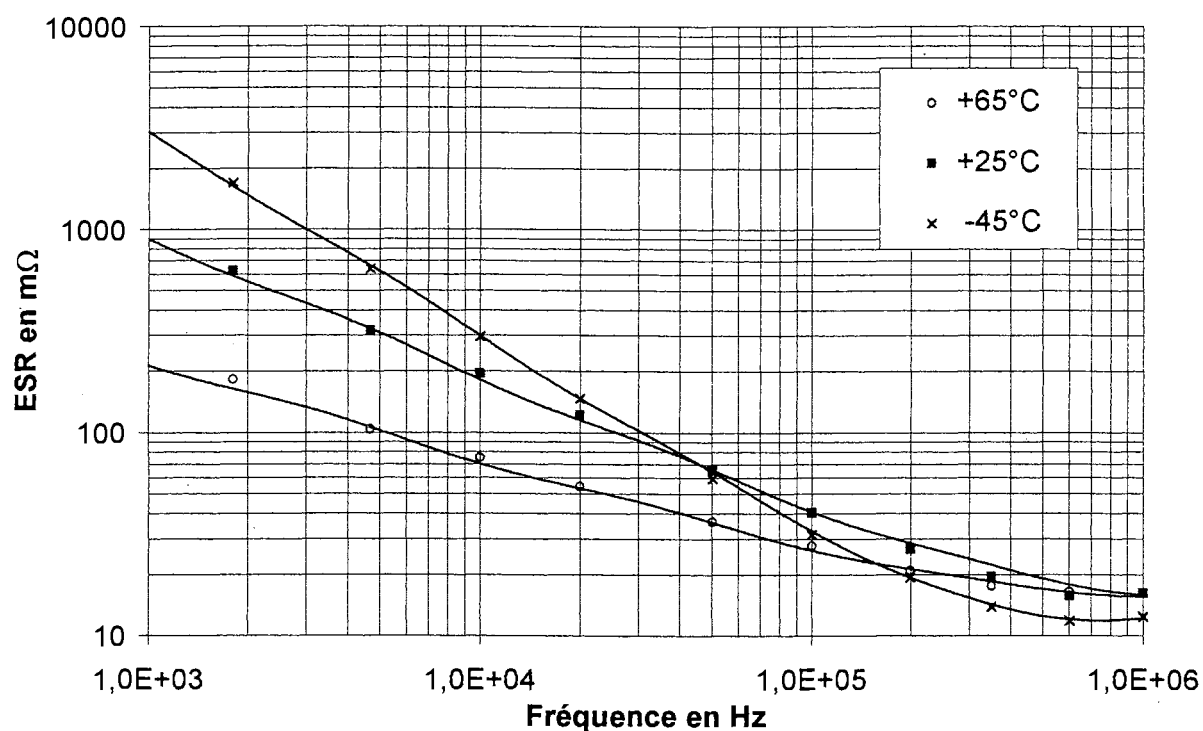


Fig.V.19. 680nF-PET. Comparaison entre ESR mesurée et modélisée.

IV.2. INFLUENCE DE LA MODELISATION DE ESR SUR L'IMPEDANCE TOTALE

Les variations de ESR avec la fréquence sont modélisées à l'aide de circuits R_S -L et R_P -C. L'insertion de tels circuits dans le modèle initial ESR-L-C provoque la variation de sa partie réactive. Le circuit équivalent complet est désormais constitué d'une inductance série L_{eq} et d'une capacité série C_{seq} fonctions de la fréquence (Fig.V.5). Nous étudions les variations de l'inductance $L_{eq}(f)$, de la capacité $C_{seq}(f)$ et de l'impédance totale $Z_{eq}(f)$ pour le circuit équivalent de chacun des trois condensateurs, défini à 25°C.

IV.2.a. Inductance série du modèle

La figure V.20 représente les variations de l'inductance $L_{eq}(f)$ entre 100Hz et 10MHz pour chacun des trois circuits équivalents. La valeur réelle de l'inductance série a été mesurée et vaut respectivement 20nH, 19nH et 18nH pour les condensateurs 220nF-PP, 680nF-PC et 680nF-PET.

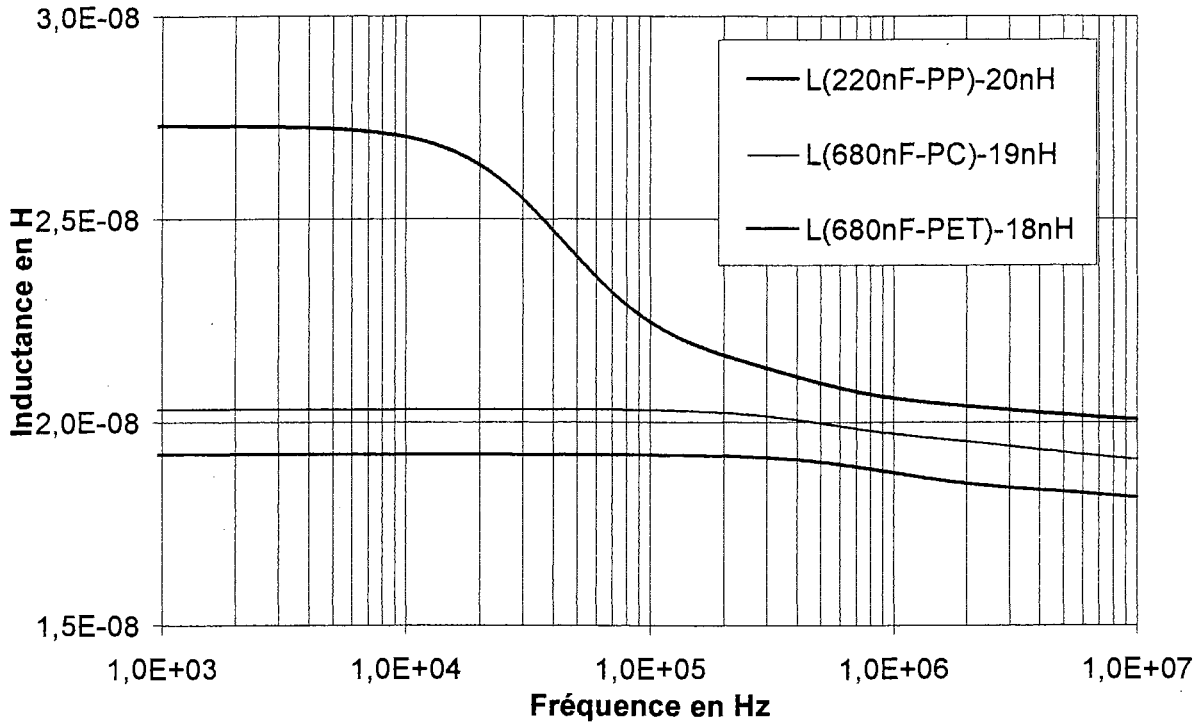


Fig.V.20. Inductance série L_{Seq} des trois modèles définis à 25°C.

Les circuits équivalents des deux condensateurs de 680nF (PC et PET) ne possèdent que deux éléments R_S - L et présentent une inductance série $L_{eq}(f)$ qui varie très peu avec la fréquence. Par contre l'inductance série du circuit équivalent au condensateur de 220nF-PP présente une forte variation en fréquence (de 27nH à 20nH) qui se manifeste à partir de 10kHz. D'après les équations V.30 et V.38, les valeurs L_k sont proportionnelles à $f_{Sk}^{(y-1)}$, et sont donc décroissantes avec l'indice k pour des valeurs y inférieures à 1. Ce modèle étant défini pour $y=0,5$ sur la gamme [20kHz,10MHz], la faible valeur de la première fréquence propre f_{S1} (44,6kHz) détermine une valeur L_1 élevée (5,74nH). Cet élément L_1 constitue la principale cause de variation de $L_{eq}(f)$. Si cette variation est trop importante pour une utilisation donnée du modèle, il est possible de la minimiser en définissant les éléments R_S - L à partir d'une fréquence f_{Qmin} plus élevée, au détriment de la précision sur ESR.

On peut toutefois remarquer que la variation de L_{Seq} intervient principalement entre 10kHz et 100kHz (elle est due à la présence d'une fréquence f_{S1} faible). A partir de 100kHz, l'écart entre L_{Seq} et 20nH n'est plus très important ($\approx 2,5$ nH à 100kHz). Or pour les fréquences inférieures à 100kHz, l'influence de l'inductance série L (réelle) du condensateur est négligeable : en régime sinusoïdal, $L\omega$ est très faible vis-à-vis de l'impédance totale, et en régime non sinusoïdal, l'influence de cette inductance n'est observée que pour des forts di/dt , qui traduisent en réalité la présence d'harmoniques de fréquences élevées. La surtension provoquée par la présence de l'inductance dépendra de la valeur de celle-ci à ces fréquences harmoniques. Finalement, pour $y < 1$, la modélisation des pertes ohmiques peut influencer fortement l'inductance série L_{Seq} du circuit équivalent au condensateur, mais uniquement aux basses fréquences, pour lesquelles la valeur de cette inductance a peu d'importance.

IV.2.b. Capacité série du modèle

Pour les trois condensateurs, la capacité série a été mesurée à 25°C sur le pont HP4194 ; les valeurs mesurées entre 100Hz et 100kHz sont comparées sur les figures V.21 et V.22 aux valeurs prises par la capacité C_{seq} des trois modèles définis à la même température.

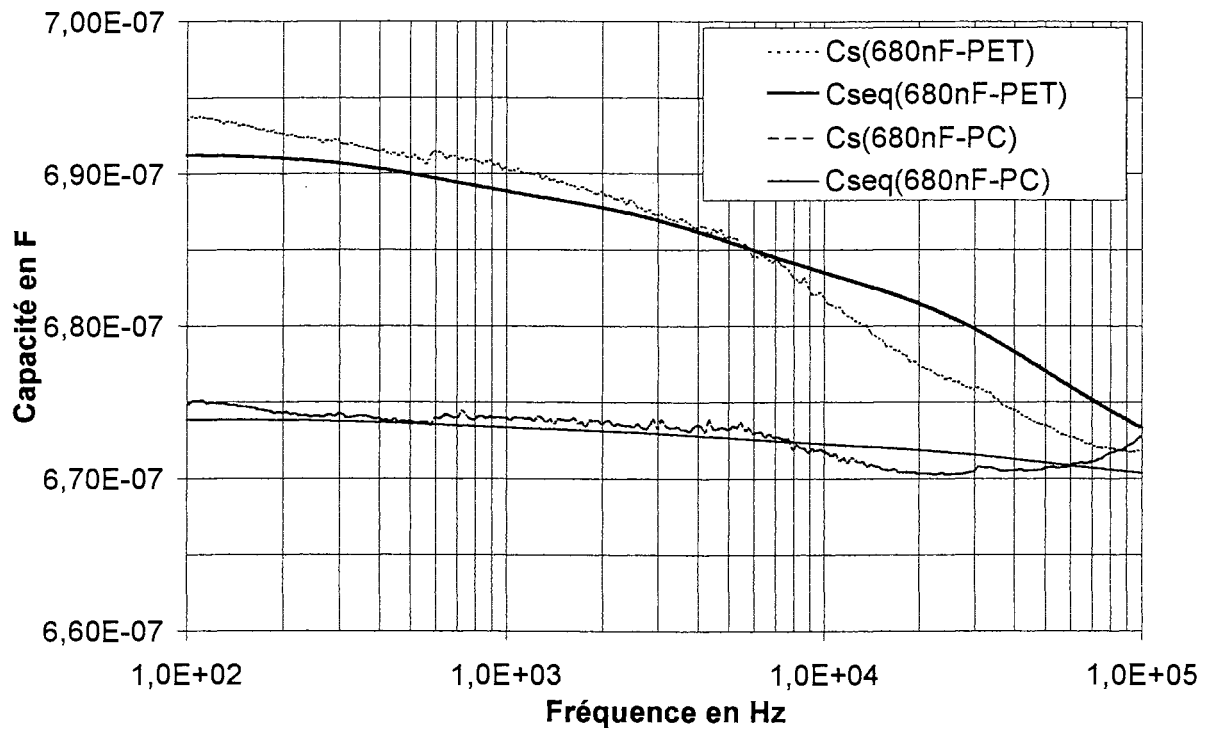


Fig.V.21. 680nF-PC et PET - Capacités mesurées et capacités C_{seq} des modèles définis à 25°C.

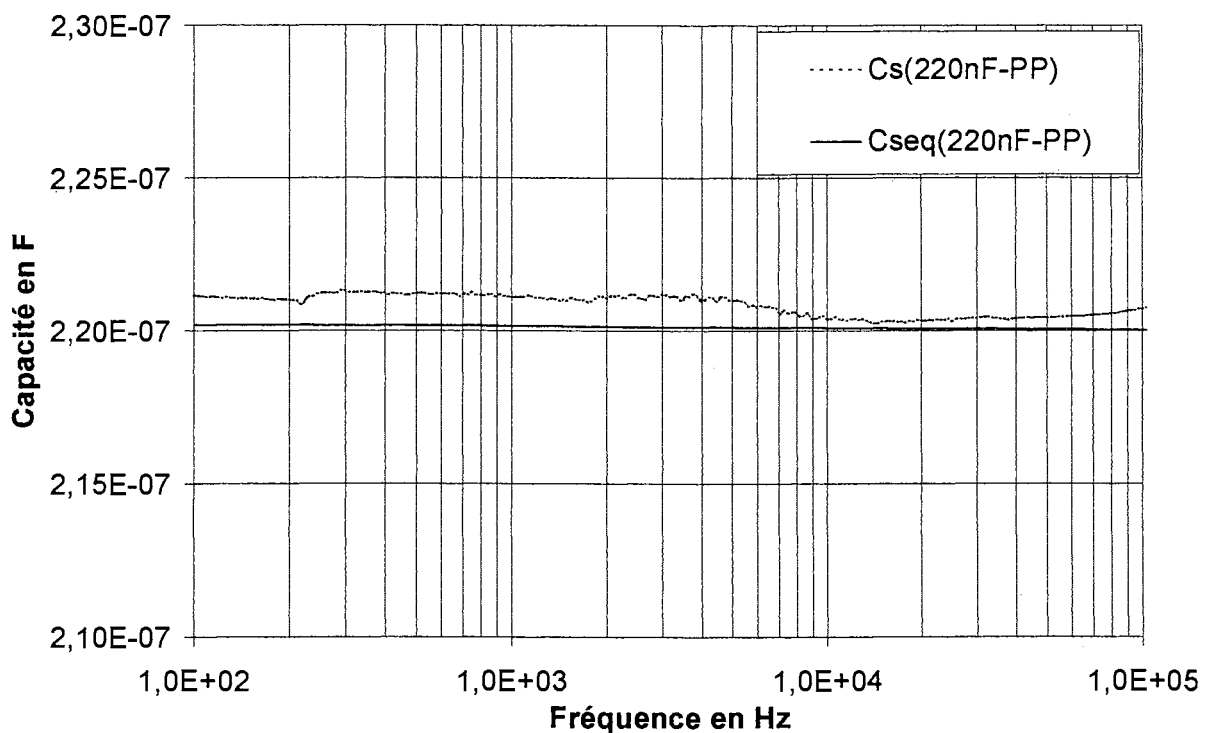


Fig.V.22. 220nF-PP - Capacité mesurée et capacité C_{seq} du modèle défini à 25°C.

La variation de la capacité C_{Seq} du circuit équivalent au condensateur 680nF-PET est de l'ordre de -3% entre 100Hz et 100kHz (de 692nF à 673nF), alors que la capacité du modèle associé au condensateur 680nF-PC ne présente qu'une variation de l'ordre de -0,6% (de 674nF à 670nF) et celle du modèle associé au condensateur 220nF-PP est quasiment invariante avec la fréquence.

D'après l'étude des circuits équivalents présentée au chapitre II, et notamment l'équation II.8 traduisant l'équivalence des représentations série et parallèle (Fig.II.2.a et II.2.b), les capacités série C_{Seq} et parallèle C_{Peq} du modèle sont liées par la relation :

$$C_{Seq}(f) = \left[1 + \left(\tan \delta_{Deq}(f) \right)^2 \right] C_{Peq}(f) \quad (V.77)$$

le terme $\tan \delta_{Deq}(f)$ correspond aux valeurs prises par le facteur de dissipation (associé aux seules pertes diélectriques) du modèle en fonction de la fréquence.

Quel que soit le matériau considéré (PET, PC ou PP), les valeurs du facteur de dissipation $\tan \delta_D$ sont inférieures à $2,5 \cdot 10^{-2}$ pour des fréquences inférieures à 100kHz (cf. chapitre IV). Le facteur $\tan \delta_{Deq}$ du modèle prenant des valeurs quasiment égales au $\tan \delta_D$ réel, on a :

$$\left(\tan \delta_{Deq}(f) \right)^2 \approx \left(\tan \delta_D(f) \right)^2 < 10^{-3}$$

L'écart entre $C_{Seq}(f)$ et $C_{Peq}(f)$ sur [100Hz,100kHz] est donc inférieur au millième et on peut admettre que ces deux paramètres sont identiques.

Par contre, leur variation vis-à-vis de la capacité C_0 ne peut être négligée. En effet, d'après l'équation V.8, l'écart relatif entre C_{Peq} et C_0 s'exprime par :

$$\frac{C_{Peq}(f) - C_0}{C_0} = \sum_{k=1}^n \frac{C_k / C_0}{1 + \left(f / f_{Pk} \right)^2} \quad (V.78)$$

D'après les équations V.67 et V.71, les éléments C_k sont déterminés par l'expression :

$$C_k = A(x, \alpha) 2\pi K_0 C_0^2 f_{Pk}^{1-x} \quad (V.79)$$

qui devient en utilisant l'expression V.65 de la fonction $\tan \delta_D(f)$ que l'on cherche à modéliser :

$$C_k = A(x, \alpha) \tan \delta_D(f_{Pk}) C_0 \quad (V.80)$$

Finalement, l'écart relatif entre C_{Seq} et C_0 vaut :

$$\frac{C_{Peq}(f) - C_0}{C_0} = A(\alpha, x) \sum_{k=1}^n \frac{\tan \delta_D(f_{Pk})}{1 + (f/f_{Pk})^2} \quad (V.81)$$

L'écart entre C_{Peq} (et donc C_{Seq}) et C_0 , est d'autant plus important que le facteur de dissipation du matériau que l'on souhaite modéliser (fonction $\tan \delta_D(f)$) prend des valeurs élevées.

Pour modéliser le condensateur 680nF-PET, présentant des pertes élevées, le circuit équivalent a dû être défini avec une valeur C_0 beaucoup plus faible que la capacité réelle (cf. Tab.V.13, V.15 et V.17), de façon à obtenir des valeurs $C_{Seq}(f)$ proches des valeurs réelles. Le condensateur 680nF-PC a également été modélisé avec une valeur C_0 diminuée, mais les pertes du polycarbonate étant plus faibles, C_0 a été diminuée d'une valeur plus faible que pour le condensateur au PET (cf. Tab.V.7, V.9, V.11). Enfin, le condensateur 220nF présente des pertes diélectriques très faibles et a été modélisé avec une valeur C_0 égale à la capacité réelle.

On observe alors pour les trois condensateurs que les variations des capacités mesurées sont quasiment identiques aux variations des capacités respectives $C_{Seq}(f)$, c'est-à-dire plus importantes lorsque le matériau utilisé présente des pertes plus élevées. Ceci s'explique par le lien existant entre la valeur du facteur de dissipation des polymères et la stabilité de leur permittivité. En effet, les pertes dans le polycarbonate et le polyéthylène téréphtalate sont dues à des phénomènes de relaxations dipolaires et les valeurs prises par leur facteur de dissipation dépendent de la concentration de dipôles (et de la valeur de leur moment dipolaire) dans leur structure chimique. Ces relaxations dipolaires se traduisent alors par des valeurs élevées du facteur $\tan \delta_D$ (et la présence de pics), mais également par une variation de la permittivité du diélectrique avec la fréquence [Fournié-89]. On doit donc s'attendre à observer une variation avec la fréquence de la capacité d'un condensateur d'autant plus forte que le matériau utilisé présente des pertes élevées. Le circuit équivalent que nous avons utilisé est donc bien adapté à la modélisation des pertes dans les polymères car il présente la même propriété.

Lorsque les valeurs prises par le facteur de dissipation réel du condensateur sont élevées, le terme $\sum_{k=1}^n \frac{C_k/C_0}{1 + (f/f_{Pk})^2}$ provoque également la variation du facteur $\tan \delta_{eq}(f)$ du modèle

(Eq.V.7). De plus, nous avons choisi de définir les fonctions $\tan \delta_D(f)$ et $R_P(f)$ à partir de la valeur de la capacité C_0 (Eq.V.65 et V.66), or cette valeur a dû être diminuée pour pallier la variation de la capacité apparente C_{Seq} (modèles représentant les condensateurs 680nF-PC et 680nF-PET). Pour ces deux raisons, les valeurs prises par le facteur de dissipation $\tan \delta_{eq}$ et la résistance R_{Deq} du modèle sont en deçà des valeurs réelles, notamment pour le condensateur au PET. Pour remédier à ce problème, il a été nécessaire de relever le coefficient K_0 (Eq.V.65). Ainsi, les expressions analytiques $ESR(f)$ sont définies avec des coefficients K_0 supérieurs aux valeurs déterminées sur les courbes expérimentales (cf. paragraphe IV.1). Pour

le condensateur au PC, les coefficients K_0 ont été très légèrement augmentés, alors que pour le condensateur au PET, ils ont été fortement relevés.

Avant d'obtenir un modèle respectant à la fois les variations de la résistance ESR et de la capacité du condensateur de 680nF-PET, il a été nécessaire d'effectuer plusieurs tentatives avec différentes valeurs K_0 (influençant $C_{seq}(f)$, et donc la valeur à attribuer à C_0) et C_0 (influençant $\tan\delta_D(f)$, et donc la valeur à attribuer à K_0). Il aurait été beaucoup plus judicieux de définir les fonctions $\tan\delta_D(f)$ et $R_P(f)$ non pas à partir de C_0 , dont la valeur est susceptible de varier au cours de la construction du modèle, mais à partir d'une valeur C fixée, et voisine de la capacité réelle (à une fréquence donnée).

De plus, si l'on cherche à modéliser un condensateur présentant de fortes pertes (de technologie électrolytique par exemple), il serait nécessaire de reprendre l'étude du circuit

représentant les pertes diélectriques en tenant compte du terme
$$\sum_{k=1}^n \frac{C_k/C_0}{1 + (f/f_{Pk})^2}.$$

IV.2.c. Impédance du modèle

La figure V.23 représente l'impédance $Z_{eq}(f)$ de chacun des trois modèles définis à 25°C, elles sont comparées aux impédances réelles des condensateurs mesurées sur l'analyseur HP4194 (Fig.V.24).

En accord avec l'étude de l'inductance série $L_{eq}(f)$ et de la capacité série $C_{seq}(f)$ des différents modèles, on constate que les variations de l'impédance $Z_{eq}(f)$ sont quasiment identiques aux variations de l'impédance réelle, ceci pour les trois condensateurs. On peut toutefois observer à la fréquence de résonance, pour laquelle l'impédance est réduite à ESR, une différence entre la valeur ESR des modèles et des condensateurs réels ; ce qui est prévisible puisque les fréquences de résonance sont toutes supérieures à 1MHz alors que les modèles sont définis sur [1kHz-1MHz].

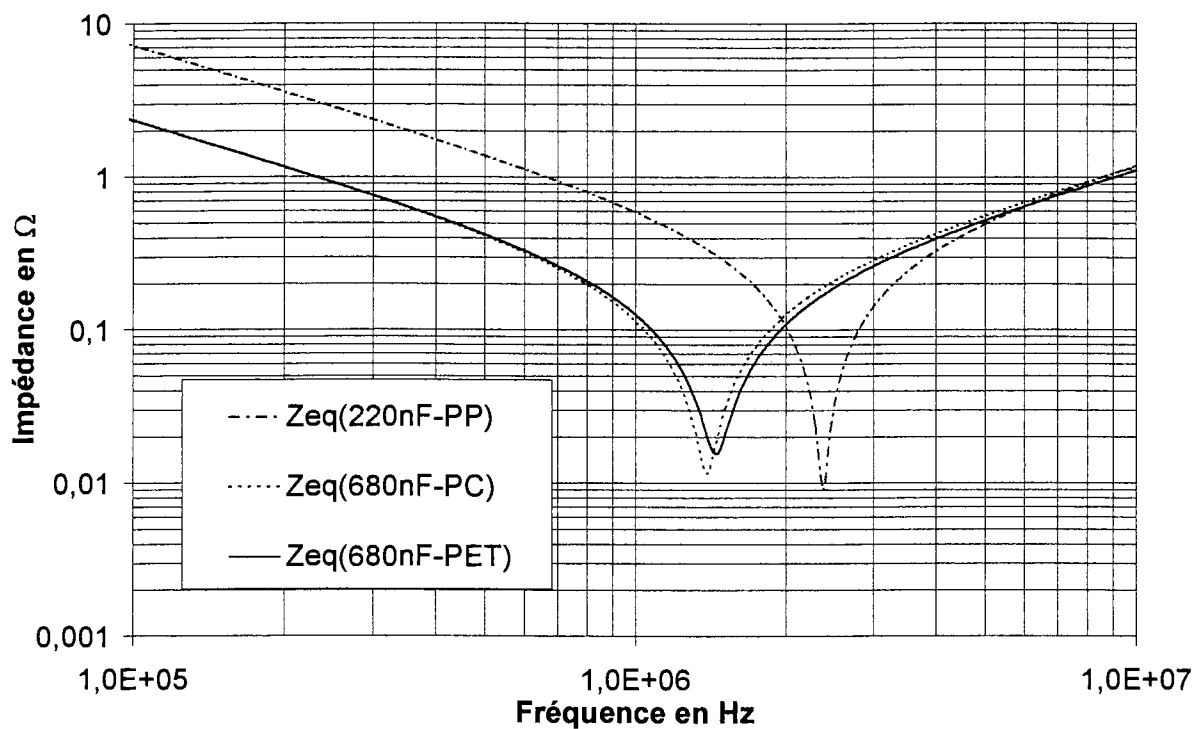


Fig.V.23. Impédances des trois modèles définis à 25°C.

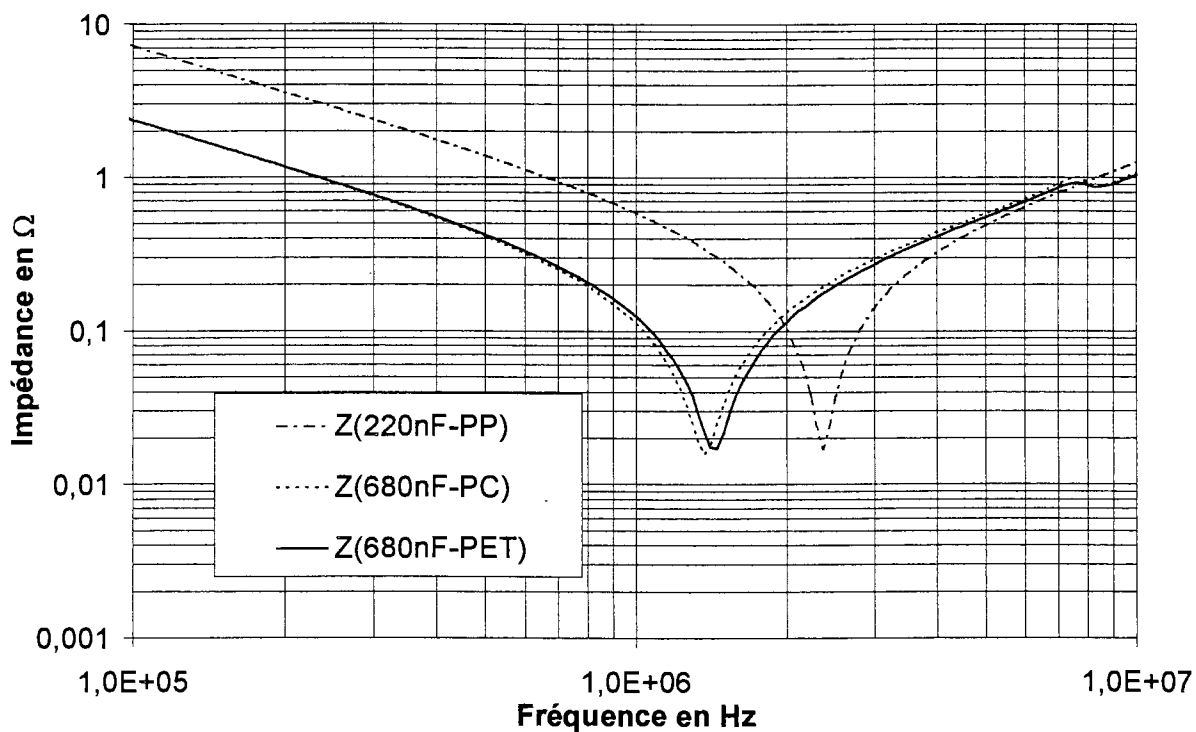


Fig.V.24. Impédances des trois condensateurs mesurées à 25°C.

V. VALIDATION EN REGIME NON SINUSOÏDAL

V.1. INTRODUCTION

L'utilisation de la méthode calorimétrique permet d'effectuer des mesures de pertes sur des condensateurs soumis à une tension non sinusoïdale. Des mesures de la puissance dissipée en fonctionnement au sein d'un convertisseur statique ont ainsi été effectuées sur les trois condensateurs qui ont été précédemment modélisés. Les fonctions remplies par ces condensateurs lors des tests sont :

- L'accord dans un onduleur à résonance série (chauffage à induction).
- Le filtrage d'une tension redressée mono-alternance.
- Le découplage d'une cellule de commutation de type hacheur série.

Pour chacune des fonctions remplies, la puissance dissipée a été mesurée pour différentes valeurs du courant efficace I_{eff} traversant le condensateur et pour différentes valeurs de la fréquence fondamentale f_0 du signal. Les condensateurs ont été testés à deux températures de fonctionnement : $+25^\circ\text{C}$ et $+65^\circ\text{C}$

Les valeurs mesurées P_{MES} de la puissance dissipée dans les condensateurs sont reportées pour chaque fonction dans un tableau, elles ont été obtenues en retranchant à la puissance effectivement mesurée la puissance dissipée dans les fils d'alimentation, estimée à l'aide de la décomposition harmonique du courant. Pour chacun des essais, le condensateur testé, la valeur du courant efficace I_{eff} le traversant, la fréquence fondamentale f_0 du signal sont précisés, ainsi que la température à laquelle la mesure a été effectuée.

Les puissances P_{MES} sont comparées aux valeurs P_{SIM} obtenues par simulation sur le logiciel PSpice, en utilisant les modèles qui ont été définis à 25°C et 65°C . Les circuits utilisés pour cette simulation sont présentés dans l'annexe B. L'écart relatif entre P_{MES} et P_{SIM} est indiqué pour chaque test sur le tableau. Cette comparaison doit nous permettre de discuter la validité du modèle.

Les pertes ont également été calculées à l'aide des méthodes d'estimation simplifiées qui ont été décrites au chapitre II : par décomposition en série de Fourier du signal (P_{CA1}), par l'expression en régime sinusoïdal généralisée (P_{CA2}), par la méthode du régime sinusoïdal équivalent (P_{CA3}), et par la décomposition du courant en impulsions (P_{CA4}). Ces calculs ont été effectués à partir des valeurs R_Ω (résistance ohmique), $\tan\delta_D$ (facteur de dissipation du diélectrique), ou $\tan\delta$ (facteur de dissipation du condensateur) issues de l'étude expérimentale présentée au quatrième chapitre.

V.2. ACCORD

Le condensateur testé C est inséré dans le circuit de chauffage à induction décrit sur la figure V.25. L'onduleur série fonctionne à une fréquence de découpage supérieure à la fréquence de résonance de la charge L-C.

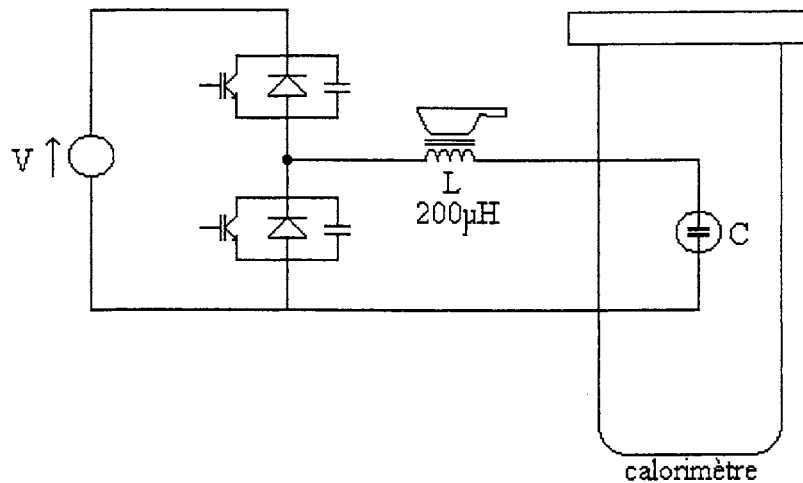


Fig.V.25. Onduleur à résonance série. Mesure de la puissance dissipée.

Les mesures ont été effectuées pour deux fréquences de fonctionnement des interrupteurs (27kHz et 50kHz). Le réglage de la fréquence de découpage étant le mode de réglage de la puissance transférée à la charge, le condensateur testé est traversé par un fort courant efficace ($\approx 5,6\text{A}$) pour le réglage à 27kHz et par un courant faible ($\approx 2,1\text{A}$) à 50kHz.

Les formes d'onde du courant traversant le condensateur C et de la tension à ses bornes, ainsi que la décomposition harmonique du courant pour le réglage 50kHz sont décrits sur la figure V.26 :

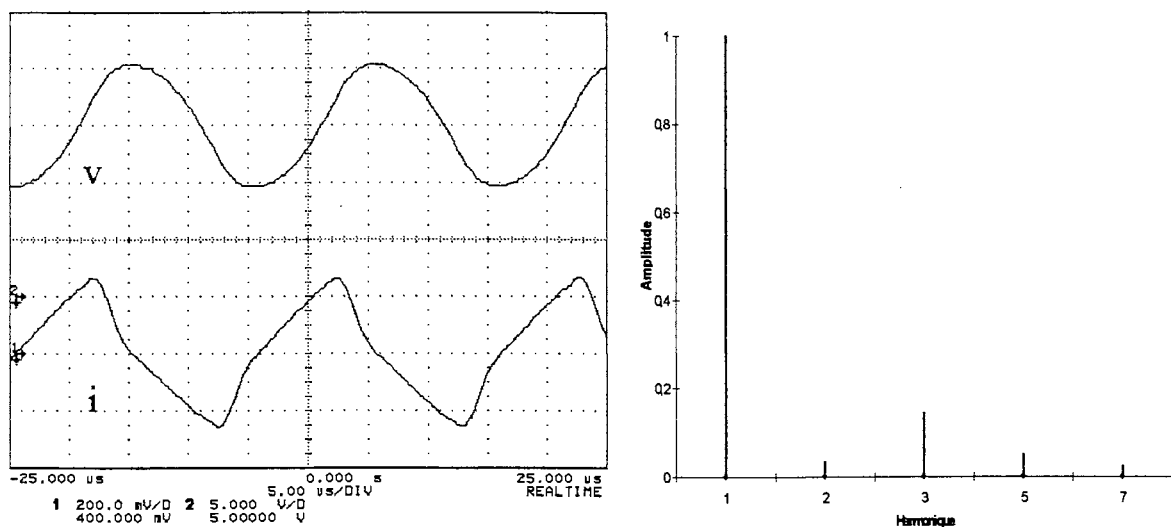


Fig.V.26. Formes d'onde et spectre du courant associés à la fonction d'accord.

Résultats des mesures, de la simulation et des estimation analytiques :

Cond.	f_0 (kHz)	I_{eff} (A)	T (°C)	P_{MES} (mW)	P_{SIM} (mW) P_D , P_Ω	Ecart (%)	P_{CA1} (mW) $/P_{\text{SIM}}$	P_{CA2} (mW) $/P_{\text{SIM}}$	P_{CA3} (mW) $/P_{\text{SIM}}$	P_{CA4} (mW) $/P_{\text{SIM}}$
PP	27	5,6	25	227	205 143 , 62	-9,7	229 +12%	228 +11%	242 +18%	226 +10%
PP	27	5,6	65	196	201 128 , 73	+2,6	212 +5,5%	221 +10%	239 +19%	219 +9%
PP	50	2,1	25	22,6	22,7 12,2 , 10,5	+0,4	23,6 +4%	22,2 -2,2%	21,8 -4%	22,4 -1,3%
PP	50	2,1	65	21,3	23,3 11,2 , 12,1	+9,4	23,2 -0,4%	23,7 +1,7%	23,5 +0,9%	23,7 +1,7%
PC	27	5,6	25	674	760 540 , 220	+12,8	790 +4%	786 +3,4%	792 +4,2%	788 +3,7%
PC	27	5,6	65	411	425 190 , 235	+3,4	417 -1,9%	422 -0,7%	425 0%	423 -0,5%
PC	50	2,1	25	89,8	85,1 54,1 , 31	-5,2	88 +3,4%	78,5 -7,8%	81,1 -4,7%	77,6 -8,8%
PC	50	2,1	65	48,3	50,9 17,7 , 33,2	+5,4	48,6 -4,5%	45,3 -11%	46,3 -9%	44,3 -13%
PET	50	2,1	25	305	325 301 , 24	+6,6	312 -4%	271 -17%	288 -11%	270 -17%
PET	50	2,1	65	176	170 143 , 27	-3,4	176 +3,5%	153 -10%	162 -4,7%	151 -11%

Tab. V.18. Puissance dissipée - Fonction d'accord.

P_{MES} = Mesure calorimétrique

P_{SIM} = Simulation du fonctionnement sur PSpice

P_{CA1} = Décomposition du courant en série de Fourier

P_{CA3} = Régime sinusoïdal équivalent

P_{CA2} = Généralisation de l'expression en régime sinusoïdal

P_{CA4} = Décomposition du courant en impulsions

Le régime électrique associé à cette fonction est quasi-sinusoïdal, le contenu harmonique du courant est assez pauvre (Fig.V.26). Toutes les méthodes de calcul donnent des résultats proches des valeurs obtenues par simulation.

De la même façon, les écarts observés entre P_{MES} et P_{SIM} sont faibles. On observe un seul point de mesure pour lequel l'écart dépasse 10%. Compte tenu de l'importance des pertes associées à ce régime (674mW), la température du cœur du condensateur devait certainement être sensiblement supérieure à 25°C au cours de cette mesure ; or à 27kHz et température ambiante, les pertes dans le polycarbonate sont décroissantes avec la température, ce qui peut expliquer la différence entre la puissance dissipée et son estimation par simulation à 25°C.

V.3. FILTRAGE D'UNE TENSION REDRESSEE

Le circuit qui a permis les mesures de la puissance dissipée pour la fonction de filtrage d'une tension redressée est décrit sur la figure V.27. La source de tension alternative V est constituée de l'amplificateur utilisé pour la caractérisation en régime sinusoïdal. Des mesures ont été effectuées pour différentes valeurs de la fréquence de la source, correspondant à la fréquence fondamentale du signal redressé puisqu'il s'agit d'un redressement mono-alternance.

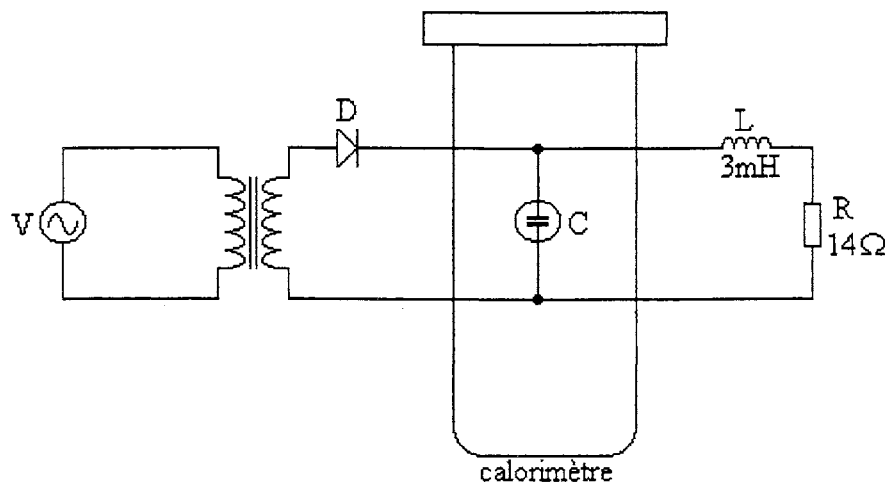


Fig.V.27. Filtrage d'une tension redressée. Mesure de la puissance dissipée.

Les formes d'onde et la décomposition harmonique du courant associées à ce type de signal pour une fréquence fondamentale f_0 de 30kHz sont présentées sur la figure V.28 :

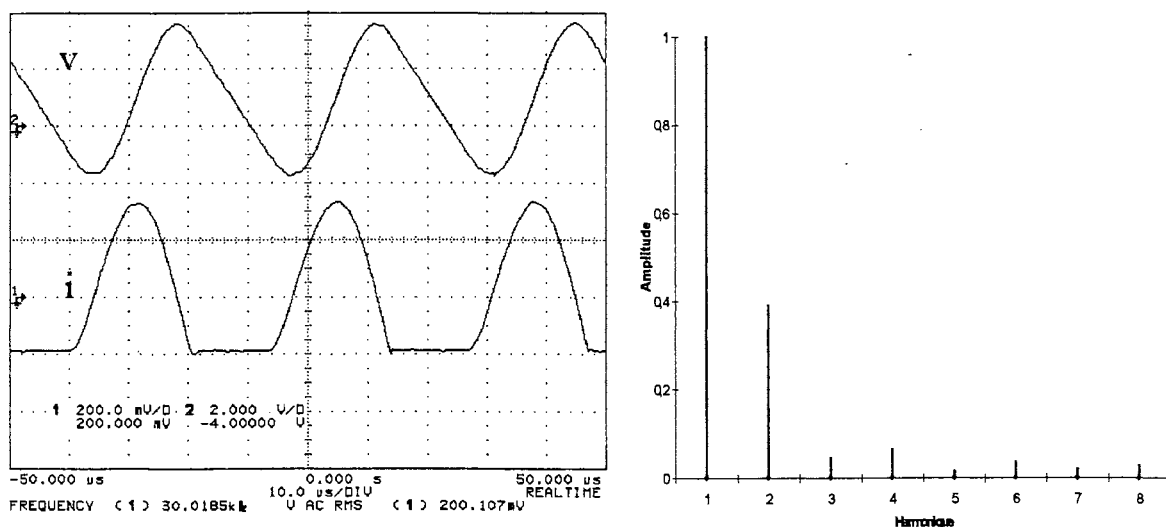


Fig.V.28. Formes d'onde et spectre du courant associés au filtrage de la tension redressée.

Résultats des mesures, des simulations et des estimations analytiques :

Cond.	f_0 (kHz)	I_{eff} (A)	T (°C)	P_{MES} (mW)	P_{SIM} (mW) P_D , P_Ω	Ecart (%)	P_{CA1} (mW) $/P_{SIM}$	P_{CA2} (mW) $/P_{SIM}$	P_{CA3} (mW) $/P_{SIM}$	P_{CA4} (mW) $/P_{SIM}$
PP	50	4	25	82,3	78,9 39.3 , 39.6	-4,1	79,8 +1,1%	74,6 -5,4%	79,2 +0,4%	78,9 0%
PP	50	4	65	85,5	80,8 34.8 , 46	-5,5	86,4 +6,9%	79,3 -1,9%	85,3 +5,6%	82,7 +2,4%
PP	100	3	25	38,9	37,1 9.9 , 27.2	-4,6	37,3 +0,5%	35,5 -4,3%	37,1 0%	35,8 -3,5%
PP	100	3	65	39	40,1 8.8 , 31.3	+2,8	42,4 +5,7%	40,6 +1,2%	43,1 +7,5%	40,6 +1,2%
PC	15	1,7	25	96,1	88 68 , 20	-8,4	90,9 +3,3%	89,5 +1,2%	98,4 +12%	86,3 -1,9%
PC	15	1,7	65	51,2	49,4 27.5 , 21.9	-3,5	47,6 -3,6%	49 -0,8%	53,1 +7,5%	46,2 -6,5%
PC	30	3,8	25	306	321 220 , 101	+4,9	322 +0,3%	328 +2,2%	351 +9,3%	325 +1,2%
PC	30	3,8	65	198	181 73 , 108	-8,6	189 +4,4%	180 -0,6%	190 +5%	176 -2,8%
PC	100	1,9	25	49,4	49,2 23.6 , 25.6	-0,4	48,4 -1,6%	49,2 0%	50,1 +1,8%	50,1 +1,8%
PC	100	1,9	65	34,3	33,6 6.1 , 27.5	-2	32,8 -2,4%	33,1 -1,5%	33,6 0%	33,2 -1,2%
PET	15	2	25	521	526 504 , 22	+1	569 +8,2%	602 +14%	631 +20%	580 +10%
PET	15	2	65	246	228 204 , 24	-7,3	240 +5,3%	255 +12%	260 +14%	253 +11%
PET	30	2	25	341	351 329 , 22	+2,9	388 +10%	398 +13%	411 +17%	397 +13%
PET	30	2	65	181	179 155 , 24	-1,1	186 +3,9%	186 +3,9%	194 +8,4%	186 +3,9%
PET	100	3	25	339	376 326 , 50	+10,9	351 -6,6%	311 -17%	364 -3,2%	315 -16%
PET	100	3	65	236	238 183 , 55	+0,8	244 +2,5%	221 -7,1%	249 +4,6%	216 -9,2%

Tab. V.19. Puissance dissipée - Fonction de filtrage.

P_{CA1} = Décomposition du courant en série de Fourier

; P_{CA3} = Régime sinusoïdal équivalent

P_{CA2} = Généralisation de l'expression en régime sinusoïdal

; P_{CA4} = Décomposition du courant en impulsions

L'écart entre P_{SIM} et P_{MES} ne dépasse pas 11%. De la même façon les résultats P_{CA1} issus du calcul par décomposition harmonique (le plus rigoureux) sont proches des valeurs obtenues par simulation (l'écart maximum vaut 10%). Par contre les écarts entre P_{SIM} et les autres méthodes de calcul sont un peu plus élevés, mais restent acceptables (jusqu'à 20%).

V.4. DECOUPLAGE D'UNE CELLULE DE COMMUTATION

La fonction de découplage d'une cellule de commutation nécessite un câblage au plus près des interrupteurs, la valeur de l'inductance parasite équivalente L_p en série avec le condensateur devant être la plus faible possible. La cellule interrupteur-diode a dû être placée à l'intérieur du calorimètre (Fig.V.29), en dehors de l'écran thermique pour ne pas prendre en compte les pertes dans cette cellule (cf. chapitre III) :

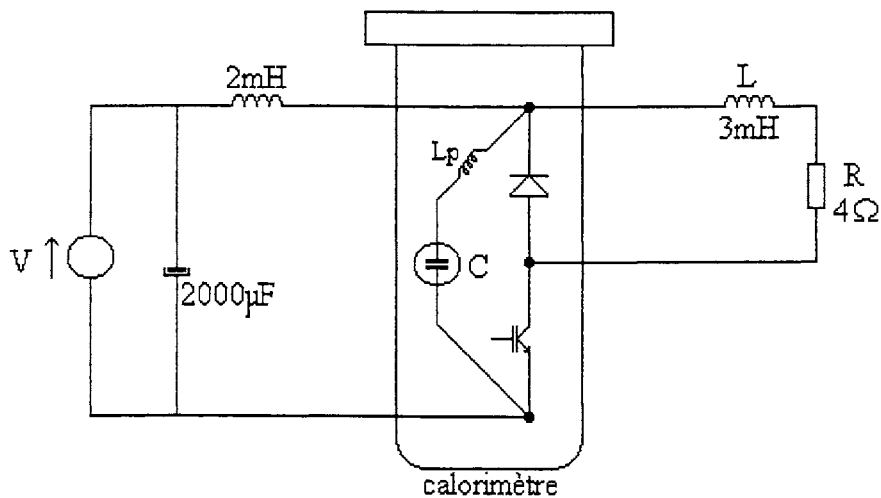


Fig.V.29. Découplage de la cellule interrupteur-diode. Mesure de la puissance dissipée.

La figure V.30 représente les formes d'onde et la décomposition harmonique du courant traversant le condensateur pour le découplage de la cellule fonctionnant à 30kHz :

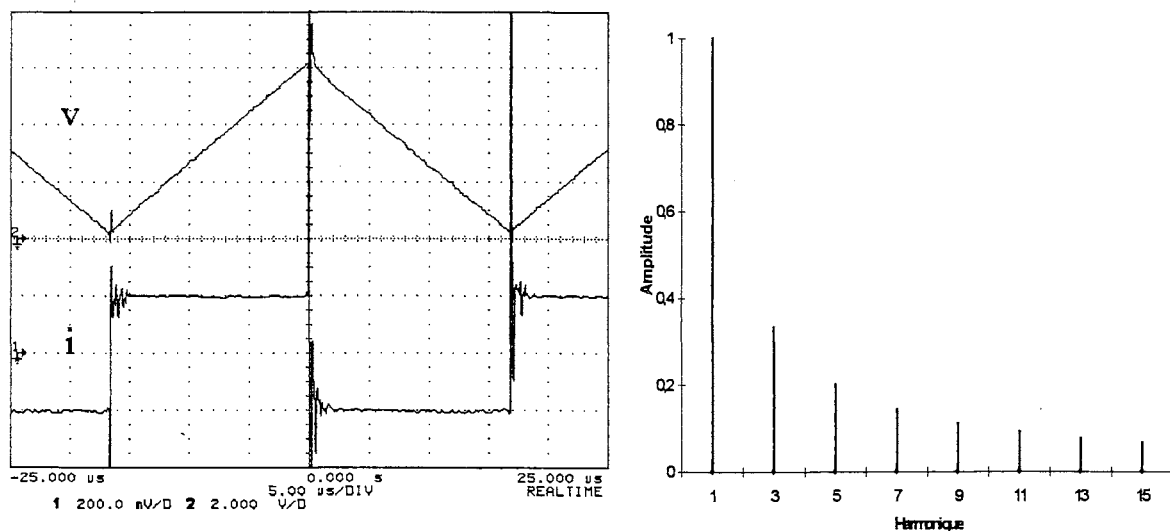


Fig.V.30. Formes d'onde et spectre du courant associés à la fonction de découplage.

Résultats des mesures, des simulations et des estimations analytiques :

Cond.	f_0 (kHz) <i>et α</i>	I_{eff} (A)	T (°C)	P_{MES} (mW)	P_{SIM} (mW) P_D , P_Ω	Ecart (%)	P_{CA1} (mW) $/P_{\text{SIM}}$	P_{CA2} (mW) $/P_{\text{SIM}}$	P_{CA3} (mW) $/P_{\text{SIM}}$	P_{CA4} (mW) $/P_{\text{SIM}}$
PC	30 0,5	2	25	103	88,2 58,6 , 29,6	-14,4	89,2 +1,1%	109 +24%	97,2 +10%	112 +27%
PC	30 0,5	2	65	70,1	51,4 19,4 , 32	-26,7	49,9 -2,9%	57,5 +12%	52,6 +2,3%	60,4 +18%
PC	30 0,85	1,45	25	65,6	36,9 21,2 , 15,7	-43,7	36,9 0%	38 +3%	49,6 +34%	46,6 +26%
PC	30 0,85	1,45	65	44,6	23,6 6,5 , 17,1	-47,1	22,1 -6,4%	22,1 -6,4%	26,8 +14%	29,5 +25%
PC	100 0,5	2	25	79,1	53,6 22,5 , 31	-32,4	53,3 -0,6%	64,8 +21%	55,5 +3,5%	69,1 +29%
PC	100 0,5	2	65	71,8	38,7 5,5 , 33,2	-46,1	37,1 -4,1%	41,4 +7%	37,2 -3,9%	46,4 +20%
PET	30 0,5	2	25	343	336 313 , 23	-2	364 +8,3%	477 +42%	411 +22%	481 +43%
PET	30 0,5	2	65	181	174 149 , 25	-3,9	177 +1,7%	223 +5,2%	194 +11%	229 +32%
PET	30 0,85	1,45	25	152	135 122 , 13	-11,2	133 -1,5%	156 +16%	205 +52%	160 +19%
PET	30 0,85	1,45	65	94	73 59 , 14	-22,3	73 0%	76 +4,1%	99 +36%	94,3 +30%
PET	100 0,5	2	25	166	153 129 , 24	-7,8	148 -3,3%	166 +8,5%	161 +5,2%	167 +9,2%
PET	100 0,5	2	65	122	104 77 , 27	-14,7	104 0%	114 +9,6%	116 +12%	115 +11%

Tab. V.20. Puissance dissipée - Fonction de découplage.

P_{CA1} = Décomposition du courant en série de Fourier

P_{CA3} = Régime sinusoïdal équivalent

P_{CA2} = Généralisation de l'expression en régime sinusoïdal

P_{CA4} = Décomposition du courant en impulsions

Les écarts observés entre P_{SIM} et P_{MES} sont très importants lorsque la puissance dissipée est faible. L'explication en sera donnée dans la discussion.

Par contre, l'écart entre P_{SIM} et P_{CA1} reste inférieur à 10%, la simulation permet donc d'obtenir un résultat proche de la valeur des pertes par décomposition harmonique.

Les valeurs obtenues par les autres méthodes de calcul, et notamment par la décomposition du courant en impulsions (P_{CA4}), sont beaucoup plus éloignées de P_{SIM} (jusqu'à 50% d'écart).

V.5. DISCUSSION

L'écart entre P_{MES} et P_{SIM} est dû aux incertitudes suivantes :

Sur P_{SIM} :

- L'incertitude sur la mesure de ESR (>4%).
- L'approximation des courbes expérimentales par une fonction analytique ESR(f).
- Les erreurs E_{Ω} et E_D de la modélisation (4%).
- L'incertitude sur la mesure du courant efficace traversant le condensateur en fonctionnement (1,2%), les simulations étant effectuées pour cette valeur du courant.

Sur P_{MES} :

- L'incertitude sur la mesure calorimétrique de la puissance dissipée pour les régimes non sinusoïdaux (1,5%).

Compte tenu de ces différentes erreurs, on peut s'attendre à obtenir des valeurs de l'écart situées approximativement dans la fourchette $\pm 12\%$ ($4\% + 4\% + 2 \times 1,2\% + 1,5\%$). C'est effectivement ce qu'on obtient pour les fonctions d'accord et de filtrage (un seul point de mesure donne un écart de 12,8%). Pour la fonction de découplage, on observe des écarts plus importants, dus à l'influence des perturbations électromagnétiques sur la mesure de la puissance dissipée. La cellule de hacheur est placée dans le calorimètre, à proximité des fils reliant les éléments de mesure (sondes, résistances chauffantes), et les perturbations sont dues au rayonnement provoqué par les oscillations de fréquences élevées observées aux instants de commutation des interrupteurs (Fig.V.30). Les perturbations provoquent une erreur relative sur la mesure d'autant plus importante que la puissance dissipée est faible, et les valeurs P_{MES} sont supérieures aux valeurs de la puissance réellement dissipée dans le condensateur. Les écarts observés sont très importants lorsque la puissance mesurée est inférieure à 100mW, alors que tous les essais pour lesquels P_{MES} est supérieure à 100mW donnent un écart situé dans la fourchette $\pm 15\%$.

Ces oscillations aux instants de commutation provoquent des pertes supplémentaires dans le condensateur. Elles sont dues à la résonance entre l'inductance série du condensateur et la capacité parasite de l'interrupteur, et sont également observées sur les signaux obtenus par simulation. Malheureusement, les condensateurs ont été caractérisés et modélisés jusqu'à 1MHz, et nous ne pouvons ni estimer la contribution de ces oscillations aux pertes totales, ni en rendre compte de façon satisfaisante par simulation.

Les valeurs P_{CA1} , P_{CA2} , P_{CA3} et P_{CA4} ont été calculées à l'aide des méthodes simplifiées (cf. chapitre II), à partir des résultats expérimentaux présentés au chapitre IV, et en tenant compte des variations de la capacité des condensateurs avec la température et la fréquence (cf. Tab.V.1, Fig.V.21 et Fig.V.22). On rappelle les expressions des pertes correspondant à ces différentes méthodes de calcul :

$$P_{CA1} = \sum_k C_k 2\pi f_0 \tan \delta_k U_k^2 = \sum_k ESR_k I_k^2$$

$$P_{CA2} = R_\Omega I_{eff}^2 + \tan \delta_D C \frac{\pi}{4} f_0 (\Delta U)^2$$

$$P_{CA3} = \tan \delta_{eq} \frac{I_{eff}^2}{2\pi C f_{eq}} = ESR_{eq} I_{eff}^2$$

$$P_{CA4} = \frac{\pi C}{2T_0} \sum_{n=1}^N \tan \delta_n \left(\frac{\Delta U_n}{2} \right)^2$$

Pour l'ensemble des essais, les valeurs des pertes obtenues par simulation (P_{SIM}) sont très voisines des valeurs calculées à l'aide de la décomposition harmonique du courant (P_{CA1}). L'écart type entre ces valeurs vaut 4,5%, et l'écart maximum observé vaut 12%. On pouvait s'attendre à ce résultat puisque le principe de superposition est applicable aux circuits équivalents utilisés pour la simulation, et définis à l'aide d'éléments R, L et C constants.

Par contre, on observe des différences plus importantes entre les valeurs calculées par les autres méthodes analytiques (P_{CA2} , P_{CA3} et P_{CA4}) et les valeurs P_{SIM} , les écarts les plus élevés étant observés pour la fonction de découplage.

Les expressions P_{CA2} et P_{CA4} sont valables en régime sinusoïdal lorsque le courant efficace I_{eff} et la tension crête-à-crête ΔU sont liés par la relation : $I_{eff} = C\omega\Delta U/2\sqrt{2}$. Si on applique cette relation à une tension triangle (et un courant carré), les pertes sont calculées en supposant un courant efficace traversant le condensateur supérieur au courant efficace réel. Cette remarque est illustrée sur la figure V.31. Pour ce type de forme d'onde, les expressions P_{CA2} et P_{CA4} surévaluent le courant efficace, et donc la puissance dissipée dans le condensateur. Les écarts moyens entre P_{CA2} et P_{SIM} , et entre P_{CA4} et P_{SIM} pour les seuls essais de la fonction de découplage valent respectivement +12% et +24%. L'expression P_{CA4} est moins correcte que l'expression P_{CA2} , car pour cette dernière, le terme $R_\Omega I_{eff}^2$ est défini avec le véritable courant efficace.

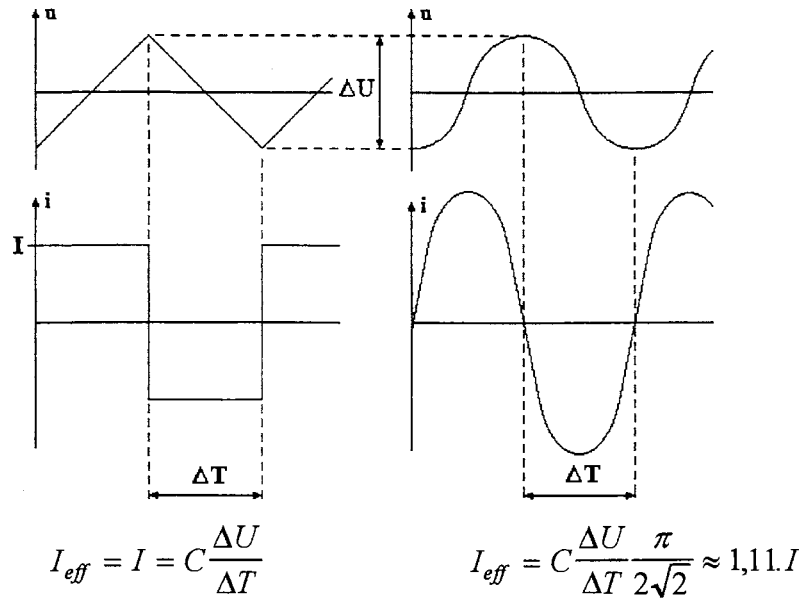


Fig.V.31. Courant efficace pour une tension triangle et une tension sinusoïdale de même amplitude.

Pour les trois fonctions que nous avons étudiées, et les formes d'ondes qui leur sont associées, le condensateur échange de l'énergie pendant toute la durée du cycle. La fréquence équivalente f_{eq} de l'expression P_{CA3} est donc égale à la fréquence fondamentale f_0 . Pour la fonction de découplage et aux fréquences fondamentales considérées (30kHz et 100kHz), la résistance série ESR des deux condensateurs 680nF-PC et 680nF-PET est décroissante avec la fréquence (cf chapitre IV), et présente donc des valeurs plus faibles aux fréquences harmoniques. La valeur P_{CA3} est calculée à partir de la valeur prise par ESR à la fréquence fondamentale, et est donc supérieure à P_{SIM} ou P_{CA1} . L'écart moyen entre P_{CA3} et P_{SIM} pour la fonction de découplage vaut +16%. Cette méthode est certainement beaucoup plus adaptée à un régime pour lequel le condensateur échange de l'énergie pendant une durée T_{eq} inférieure à la période T_0 (Fig.II.11), c'est-à-dire lorsque f_{eq} est supérieure à f_0 .

Malgré ces remarques, les expressions analytiques P_{CA2} , P_{CA3} et P_{CA4} permettent d'évaluer rapidement les pertes dans un condensateur soumis à un régime non sinusoïdal, sans utiliser la décomposition harmonique du courant ou de la tension. L'incertitude sur la puissance dissipée ainsi évaluée peut atteindre des valeurs importantes, mais reste dans l'ensemble acceptable, à condition que les calculs soient effectués à partir d'une caractérisation précise du condensateur. Ces mêmes calculs effectués à partir de valeurs R_Ω et $\tan\delta_D$ constants donneraient des résultats incorrects : pour la fonction de filtrage, à 100kHz et 25°C, les pertes dans les différents condensateurs ont été évaluées analytiquement en utilisant les valeurs constantes R_Ω et $\tan\delta_D$ déterminés à partir de la mesure de ESR à 1,8kHz :

220nF – PP :	$C = 220nF$	$\tan\delta_D = 1,88 \cdot 10^{-4}$	$R_\Omega = 1m\Omega$
680nF – PC :	$C = 672nF$	$\tan\delta_D = 10^{-3}$	$R_\Omega = 6m\Omega$
680nF – PET :	$C = 682nF$	$\tan\delta_D = 4,8 \cdot 10^{-3}$	$R_\Omega = 4,5m\Omega$

Les valeurs P_{CA1} , P_{CA2} , P_{CA3} , et P_{CA4} ainsi obtenues sont présentés dans le tableau V.21, elles sont comparées aux valeurs P_{MES} issues du tableau V.19.

Cond.	f_0 (kHz)	I_{eff} (A)	T (°C)	P_{MES} (mW)	P_{SIM} (mW) P_D , P_Ω	Ecart (%)	P_{CA1} (mW) $/P_{MES}$	P_{CA2} (mW) $/P_{MES}$	P_{CA3} (mW) $/P_{MES}$	P_{CA4} (mW) $/P_{MES}$
PP	100	3	25	38,9	37,1 9,9 , 27,2	-4,6	20,6 -47%	20,5 -47%	21,2 -45%	20,1 -48%
PC	100	1,9	25	49,4	49,2 23,6 , 25,6	-0,4	29,8 -40%	30,1 -39%	30,2 -39%	29,8 -40%
PET	100	3	25	339	376 326 , 50	+10,9	136 -60%	127 -63%	141 -58%	121 -64%

Tab.V.21. Puissance dissipée évaluée avec R_Ω et $\tan\delta_D$ constants. Comparaison avec la puissance mesurée.

Ces estimations ne prennent en compte ni l'augmentation de R_Ω avec la fréquence, ni celle du facteur de dissipation $\tan\delta_D$ du polycarbonate et du polyéthylène téréphtalate. Ces paramètres sont déterminés à 1,8kHz alors que la fréquence fondamentale vaut 100kHz ; ces résultats sont donc bien inférieurs aux valeurs mesurées (et simulées) de la puissance dissipée.

VI. CONCLUSION

Le circuit équivalent qui a été étudié permet d'intégrer au modèle série ESR-L-C les variations de la résistance ESR avec la fréquence, ceci pour différentes températures. Cette modélisation par des éléments R,L et C provoque la variation de l'inductance série du circuit équivalent complet, mais uniquement en basses fréquences, ce qui ne constitue pas un inconvénient majeur. La capacité du modèle subit également une variation d'autant plus importante que les pertes dans le matériau constituant le condensateur sont élevées. Cette caractéristique est en accord avec les variations réelles de la capacité des condensateurs que nous avons étudiés. Le circuit représentant les pertes dans le matériau diélectrique a été défini à partir de résultats expérimentaux et n'est basé sur aucune théorie. Il semble cependant être bien adapté à la modélisation du comportement physique des matériaux étudiés.

Le modèle est défini à partir d'une expression analytique $ESR(f)$ qui reflète les variations de la résistance ESR observées sur des condensateurs usuels, mais qui peut dans certains cas s'écarter de la réalité. En effet, cette expression ne peut rendre compte des pics de relaxation en fréquence observable sur certains matériaux (à 10kHz, sur la courbe obtenue à -45°C pour le condensateur au polycarbonate). Il serait alors intéressant après le calcul des éléments du circuit équivalent, de pouvoir ajuster leur valeur pour affiner la modélisation.

De la même façon, l'étude mathématique de ce modèle présentée dans le paragraphes III, permettant le calcul analytique des éléments du circuit équivalent, doit être approfondie si l'on souhaite l'utiliser pour des condensateurs présentant des pertes élevées ($\tan\delta_D > 10^{-2}$).

Ce modèle a été validé en régime non sinusoïdal, par comparaison entre la valeur des pertes obtenue par simulation (sur PSpice) et par mesure calorimétrique sur les condensateurs en fonctionnement dans un convertisseur statique. Nous avons pu vérifier que la puissance dissipée en fonctionnement peut être estimée par simulation avec une incertitude comprise entre 10% et 15%. Il faut noter toutefois que cette étude a été menée sur des petits condensateurs dans lesquels la température au cours des mesures est quasiment homogène, et maintenue à une valeur fixée par la régulation. Ces composants ont donc été modélisés avec cette hypothèse. L'estimation de la puissance dissipée dans des condensateurs de dimensions plus importantes, présentant un gradient de température non négligeable, et dans des conditions réelles de fonctionnement (dans l'air ambiant), nécessiterait une étude plus complexe, et notamment la prise en compte du comportement thermique du composant.

Pour chacun des trois condensateurs qui ont été modélisés, les circuits équivalents ont dus être déterminés à partir de la caractérisation de leur résistance série ESR. Le petit nombre de condensateurs que nous avons caractérisés ne nous permet pas de définir une modélisation pouvant être appliquée de façon générale à tout type de condensateurs bobinés, et reposant sur la seule connaissance de sa constitution (matériau diélectrique, électrodes, épaisseur du film...).

De plus, de nombreux paramètres influent sur le comportement des différents polymères utilisés (degré de cristallinité, teneur en eau, présence d'antioxydants...), et les valeurs prises par la résistance série ESR d'un condensateur dépendra de l'origine du film plastique avec lequel il est bobiné. Il serait hasardeux de généraliser un modèle à l'ensemble des condensateurs provenant des différents fabricants, en se basant uniquement sur la nature des éléments entrant dans leur constitution. Toutefois, une étude plus systématique, effectuée sur un nombre important d'échantillons, devrait permettre de déterminer des lois invariantes caractérisants les différents matériaux et électrodes utilisés, et ainsi de réduire le nombre de mesures nécessaires à l'élaboration d'un modèle pour un condensateur donné. Ce travail a été entrepris par Mezenin et al [Mezenin-92].

CONCLUSION ET PERSPECTIVES

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre général de la caractérisation des condensateurs en vue de leur dimensionnement précis pour les applications en électronique de puissance. L'évaluation des pertes dans les conditions réelles de fonctionnement permettra d'estimer correctement la température du condensateur, et par conséquent sa durée de vie. La contrainte thermique subie par ces composants est due à une température ambiante généralement élevée, compte tenu de la proximité des semi-conducteurs, ainsi qu'à leur propre échauffement provoquée par la dissipation d'une puissance active dans les parties métalliques, et dans le matériau diélectrique. Le rapport $\tan\delta$ entre la puissance dissipée et la puissance réactive mise en jeu dans les condensateurs, appelée facteur de dissipation (ou tangente de l'angle de pertes δ), présente des valeurs faibles (entre 10^{-4} et quelques 10^{-2} pour les technologies courantes), ce qui rend extrêmement difficile sa mesure par des méthodes classiques.

Notre premier objectif fut la réalisation d'un dispositif de mesure permettant la caractérisation précise des pertes dans les condensateurs, que l'on peut également représenter par la résistance série équivalente ESR. Il a été conçu pour mesurer la résistance série des condensateurs sur la gamme de fréquence [1kHz-1MHz], pour des tensions appliquées pouvant dépasser les valeurs nominales et pour des courants efficaces jusqu'à 10A. La température des condensateur est fixée à une valeur comprise entre -50°C et $+100^{\circ}\text{C}$.

Ce dispositif repose sur une méthode calorimétrique, mieux adaptée à la mesure d'un élément résistif parasite ESR, qu'un dispositif électrique, dont la précision se trouve forcément limitée par les éléments parasites de ses propres composants. Le principe calorimétrique utilisé respecte deux conditions essentielles :

- Le maintien du condensateur à une température constante au cours de la mesure.
- La mesure directe de la puissance dissipée dans le condensateur.

La précision du dispositif dépend alors de la mesure de la puissance dissipée, indépendamment de la valeur du facteur de dissipation du condensateur testé. Cette puissance étant mesurée comme la différence entre les puissances électriques fournies par une régulation de température (maintenant le condensateur à une température fixée) avant et pendant la mise sous tension du condensateur, sa valeur est obtenue avec une excellente précision ($\pm 1,5\%$). L'incertitude sur la valeur de la résistance série ESR (déduite de la mesure des pertes et du courant efficace) est comprise entre $\pm 4\%$ (en basses fréquences) et $\pm 4\% \pm 0,9\text{m}\Omega$ à 1MHz, l'incertitude absolue $\pm 0,9\text{m}\Omega$ étant due à cette fréquence à la forte influence des pertes dans les fils d'alimentations du condensateur. Ce dispositif est perfectible à deux niveaux : la réduction de la résistance des fils d'alimentation en hautes fréquences, et la réduction des perturbations électromagnétiques. On peut envisager avec ces améliorations, la possibilité de caractériser de façon très précise les condensateurs jusqu'à 10MHz.

Le dispositif a été exploité pour étudier les variations de la résistance série équivalente en fonction de la fréquence (entre 1kHz et 1MHz) et de la température (entre -50°C et +100°C), pour différents condensateurs basse tension à films plastique : un condensateur de 220nF au polypropylène (PP) métallisé plus armatures, un condensateur de 680nF au polycarbonate (PC) métallisé ainsi qu'un 680nF au polyéthylène téréphtalate (PET) métallisé. Une étude préliminaire a montré l'invariance de ESR avec la tension appliquée à ses bornes jusqu'à la valeur seuil d'apparition des décharges partielles (400V pour le condensateur de 220nF-PP).

L'observation des courbes représentant les variations de ESR avec la température et la fréquence permet de distinguer les contributions respectives des pertes dans les parties métalliques (représentées par une résistance R_{Ω}) et dans le matériau diélectrique (représentées par une résistance R_D) sur la valeur totale ESR. Nous avons alors étudié les variations avec la température, pour différentes fréquences jusqu'à 100kHz, du facteur de dissipation $\tan\delta_D$ (dédit des valeurs R_D) des trois matériaux les plus utilisés dans ce type de condensateur. Le facteur $\tan\delta_D$ présente des valeurs très différentes selon le polymère utilisé ; ses variations sont très importantes, et caractérisées par la présence de maxima, attribués à des phénomènes de relaxation dipolaire. Les résultats obtenus sont en accord avec des travaux antérieurs portant sur ces matériaux diélectriques.

Nous avons pu vérifier la dépendance des pertes ohmiques vis-à-vis de la nature des électrodes utilisées. La valeur de R_{Ω} en basses fréquences peut être estimée de façon correcte à partir des données géométriques du condensateur, et de la résistivité des électrodes. L'accroissement du terme R_{Ω} observé en hautes fréquences (à partir de 10-100kHz), semble provenir des pertes dans le shoopage ou les connexions des armatures, mais cette interprétation reste une hypothèse, l'étude précise de l'augmentation des pertes ohmiques nécessiterait la caractérisation des condensateurs jusqu'à 10MHz.

En nous inspirant des travaux de Lafferty [Lafferty-92] et Ermuratskii [Ermuratskii-75], nous avons étudié un circuit équivalent au condensateur, composé d'éléments R, L et C, permettant d'intégrer au modèle série ESR-L-C les variations du paramètre ESR avec la fréquence, tout en respectant les variations de la partie réactive de l'impédance totale. Il peut être utilisé pour estimer par simulation les pertes dans un condensateur fonctionnant dans un convertisseur statique. La modélisation d'un condensateur à une température donnée est alors effectuée en deux temps :

- La détermination de l'expression $ESR(f)$ à partir de la courbe expérimentale représentant les variations de ESR à cette température.
- Le calcul analytique des éléments R, L et C composant le circuit équivalent.

Les trois condensateurs 220nF-PP, 680nF-PC et 680nF-PET ont ainsi été modélisés pour les trois températures : -45°C, +25°C et +65°C.

Le fonctionnement des trois condensateurs a été simulé pour les fonctions d'accord dans un onduleur à résonance série, de filtrage d'une tension redressée, et de découplage d'une cellule de hacheur, à l'aide du logiciel PSpice, en utilisant leurs circuits équivalents définis à 25°C et

65°C. La puissance dissipée dans les condensateurs en fonctionnement réel a également été mesurée par calorimétrie. La comparaison entre la valeur des pertes obtenue expérimentalement et par simulation, a permis de valider le modèle pour des régimes non sinusoïdaux. Malgré la difficulté de mesurer les pertes pour la fonction de découplage (due aux perturbations électromagnétiques), nous avons pu vérifier que le modèle permet l'estimation de la puissance dissipée dans le condensateur soumis à un régime non sinusoïdal, avec une incertitude comprise entre 10% et 15%.

Le dispositif calorimétrique et le circuit équivalent offrent alors deux perspectives :

- L'estimation a priori de la température d'un condensateur en fonctionnement dans un convertisseur statique.

En appelant T la température moyenne à l'intérieur du condensateur, T_a la température ambiante dans le convertisseur et P la puissance dissipée dans le condensateur :

La modélisation électrique du condensateur permet d'estimer par simulation les pertes P dans le condensateur en fonctionnement, pour différentes valeurs de la température T . On peut ainsi obtenir la caractéristique $P(T)$ du condensateur pour une application donnée.

L'étude thermique du condensateur doit permettre de calculer la température moyenne T en fonction des sources de chaleur P et de la valeur de la température ambiante T_a . On doit obtenir la caractéristique $T(P, T_a)$ du condensateur.

Pour une valeur T_a fixée, l'intersection des deux caractéristiques détermine la puissance dissipée dans le condensateur et sa température interne moyenne T . Il est ainsi possible de déterminer la caractéristique $T(T_a)$ donnant la température moyenne d'un condensateur fonctionnant dans un convertisseur statique, en fonction de la température T_a régnant dans le convertisseur.

- L'étude du vieillissement des différents constituants d'un condensateur soumis à des contraintes électriques et thermiques.

L'évolution avec le temps de la résistance série ESR d'un condensateur est une caractéristique représentative de son vieillissement. Les courbes représentant les variations de ESR avec la fréquence et la température permettant de distinguer le terme R_Ω (représentant les pertes dans les électrodes), du terme R_D (représentant les pertes dans le matériau diélectrique), leur observation à intervalles de temps réguliers, sur un condensateur soumis à de fortes contraintes électriques et thermiques (vieillissement accéléré), permet d'étudier séparément l'évolution des termes R_Ω et R_D , et donc le vieillissement des électrodes et du matériau diélectrique.

ANNEXES

ANNEXE A

CALCUL DE LA RESISTANCE R_Q DES ELECTRODES EN BASSES FREQUENCES

I. CALCUL PRELIMINAIRE

Soit une feuille de métal de largeur K , de longueur L et de résistivité carré ρ_s , parcourue par un courant décroissant d'une valeur I à la valeur 0 sur la longueur L (Fig.A.1).

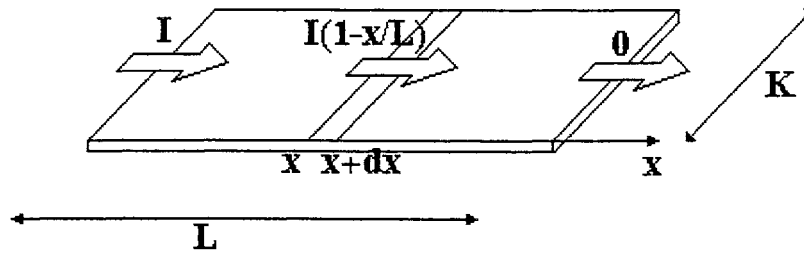


Fig.A.1. Courant décroissant dans une feuille de métal.

Le courant circulant dans la feuille à une abscisse x (comprise entre 0 et L) vaut $I(1-x/L)$.

La puissance totale dissipée dans la feuille de métal s'exprime par :

$$P = \rho_s \int_0^L I^2 \left(1 - x/L\right)^2 \frac{dx}{K} = \frac{\rho_s L}{3K} I^2$$

La puissance dissipée dans la feuille est égale au tiers de la puissance qu'elle dissiperait si elle était parcourue par un courant I constant sur toute sa longueur. En appelant R_{EQ} la résistance qui dissiperait la même puissance P sous un courant I et R la résistance intrinsèque de la feuille, on a :

$$R_{EQ} = \frac{\rho_s L}{3K} = \frac{R}{3} \quad (A.1)$$

II. CONDENSATEURS METALLISES OU A ARMATURES METALLIQUES

La figure A.2 représente le courant circulant dans des électrodes métalliques ou métallisées d'un condensateur. Dans chacune des électrodes, le courant varie entre 0 et I sur la longueur L. On appelle a la longueur des marges.

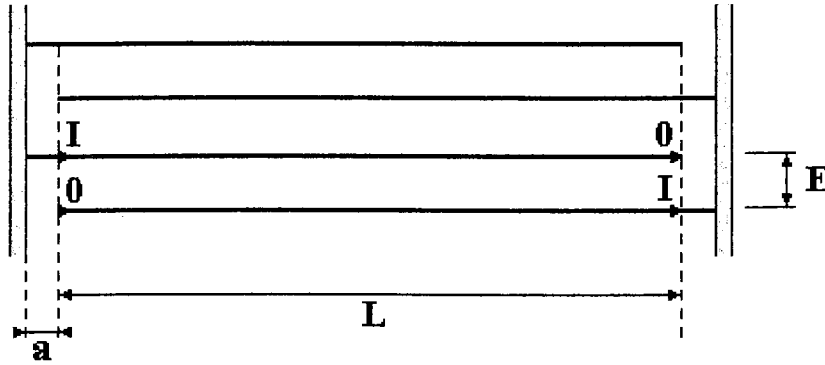


Fig.A.2. Courant dans les électrodes d'un condensateur métallisé ou à armature.

On appelle E la somme des épaisseurs d'un film plastique et d'une électrode, et R_0 le rayon du condensateur. Les condensateurs étant bobinés en spirale, chaque électrode possède une largeur K déterminée comme le rapport entre la section du condensateur et $2E$:

$$K = \frac{\pi R_0^2}{2E}$$

En appliquant le résultat de l'étude préliminaire, on peut calculer la résistance R_Ω en basses fréquences des électrodes de ce condensateur, en appelant ρ_s leur résistivité carré :

$$R_\Omega = 2 \times \left(\frac{\rho_s a}{K} + \frac{\rho_s L}{3K} \right) = \frac{4E\rho_s}{\pi R_0^2} \left(a + \frac{L}{3} \right) \quad (A.2)$$

ANNEXE B

CIRCUITS EQUIVALENTS UTILISES SOUS PSPICE

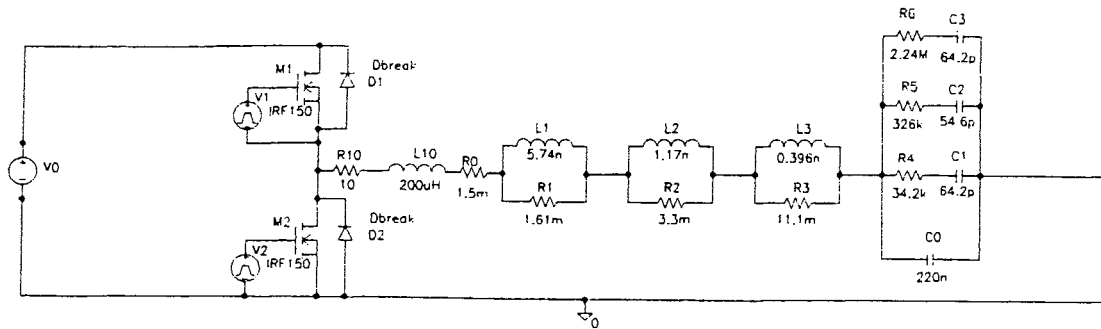


Fig.B.1. Accord dans l'onduleur à résonance - Simulation avec le condensateur 220nF-PP à 25°C.

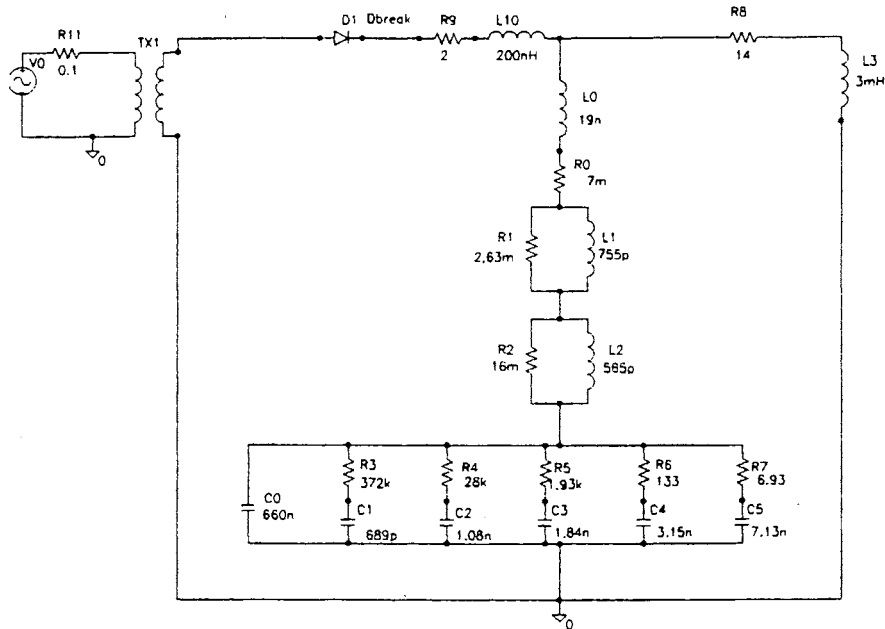


Fig.B.2. Filtrage de la tension redressée - Simulation avec le condensateur 680nF-PC à 25°C.

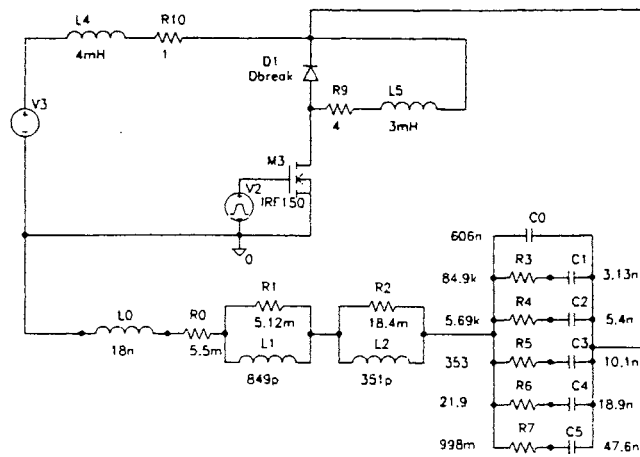


Fig.B.3. Découplage de la cellule de commutation - Simulation avec le condensateur 680nF-PET à 25°C.

III. CONDENSATEURS METALLISES PLUS ARMATURES METALLIQUES

La figure A.3 représente un condensateur à films métallisés plus armatures et le courant circulant dans les différentes parties métalliques. On appelle a la marge de la métallisation au niveau des connexions extérieures et b la marge centrale des armatures.

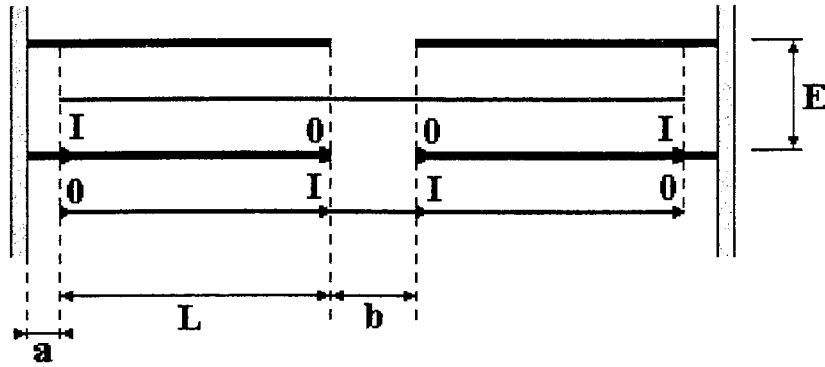


Fig.A.3. Courant dans les électrodes d'un condensateur métallisé plus armature.

On appelle E la somme des épaisseurs d'un film plastique, d'une électrode, et d'un film métallisé. R_0 est le rayon du condensateur. La largeur K peut être calculée de la même façon que précédemment.

En appliquant le résultat de l'étude préliminaire, on peut calculer la résistance R_Ω en basses fréquences en appelant ρ_s la résistivité carré des films métallisés et ρ_s' la résistivité carré des armatures :

$$R_\Omega = \rho_s' \left(\frac{2a}{K} + \frac{2L}{3K} \right) + \rho_s \left(\frac{b}{K} + \frac{2L}{3K} \right) = \frac{2E}{\pi R_0^2} \left[\rho_s' \left(2a + \frac{2L}{3} \right) + \rho_s \left(b + \frac{2L}{3} \right) \right]$$

On peut généralement négliger la résistance des armatures métalliques devant la résistance des films métallisés :

$$R_\Omega \approx \frac{2E\rho_s}{\pi R_0^2} \left(b + \frac{2L}{3} \right) \quad (A.3)$$

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[Aouda-95] : N. AOUA ;

« *Les condensateurs en électronique de puissance. Règles d'utilisation et caractérisation des condensateurs linéaires. Apports des condensateurs céramiques non-linéaires.* ».

Thèse de Docteur Ingénieur de l'INP Toulouse, 1995.

[Anderson-58] : E.W. ANDERSON and D.W. McCALL ;

« *The dielectric constant and loss of polypropylene* ».

Journal of Polymer Science, Vol.31, No.122, p.241-2, 1958.

[Aoki-76] : Y. AOKI and J.O. BRITTAIN ;

« *Isothermal and nonisothermal dielectric relaxation studies on polycarbonate* ».

Journal of Polymer Science, Vol.14, p.1297-304, 1976.

[Bair-78] : H.E. BAIR, G.E. JOHNSON, and R. MERRIWEATHER ;

« *Water sorption of polycarbonate and its effect on the polymer's dielectric behavior* ».

Journal of Applied Physics, Vol.49, p.4976-84, 1978.

[Berzan-91] : V.P. BERZAN, V.K. RIMSKII, O.L. MEZENIN, and M.D. KLIONSII ;

« *Calorimetric method for determining tangent of the loss angle of high-Q capacitors of high capacitance* ».

Soviet Electrical Engineering, Vol. 62, N° 4, p.111-16, 1991.

[Besson-90] : R. BESSON ;

« *Technologie des composants électroniques* ».

Editions Radio, Tome 1, France, 1990.

[Blanchard-88] : J.J. BLANCHARD et B. FALLOU ;

« *Constantes électriques. Matériaux isolants solides* ».

Techniques de l'ingénieur, K712. 1988.

[Brinkmann-75] : C. BRINKMANN ;

« *Die isolierstoffe der elektrotechnik* ».

Springer-Verlag, Berlin-Heidelberg-New York, 1975.

[Buckingham-67] : K.A. BUCKINGHAM and W. REDDISH ;

« *Low-loss polypropylene for electrical purpose* ».

Proceeding IEE, Vol.114, No.11, p.1810-4, Nov.1967.

[Cheron-88] : Y. CHERON ;

« *La commutation douce* ».

Lavoisier TEC et DOC, France, 1988.

[Courtet-85] : J.J. COURTET, L. TAMIC ;

« *Le polypropylène et ses applications électriques* ».

Journées d'Etudes SEE, Isolants électriques, 6-7 Mars 1985, Ecole Supérieure d'Electricité, Gif/Yvette, France. p.117-22.

[Curtis-62] : A.J. CURTIS ;

« *Dielectric loss in nonpolar polymers* ».

Journal of Chemical Physics, No.36, p.3500-1, 1962.

[Curtis-60] : A.J. CURTIS ;

« *Dielectric properties of polymeric systems* ».

Progress in dielectrics, N°2, p.29-76, Heywood, London, 1960.

[Cygan-89] : P. CYGAN, B. KRISHNAKUMAN and J.R. LAGHARI ;

« *Lifetimes of polypropylene films under combined high electric fields and thermal stresses* ».

IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol.EI-24, N°4, p.619-25, 1989.

[Dubois-80] : J.C. DUBOIS ;

« *Diélectriques plastiques* ».

Techniques de l'ingénieur, E1850. 1980.

[Ermuratskii-75] : V.V. ERMURATSKII, P.V. ERMURATSKII ;

« *Determining the parameters of an equivalent circuit for a dielectric and calculation of the losses for non-sinusoidal voltage* ».

Elektrichestvo (USSR), No.11, p.73-5, Nov.1975.

[Esposti-90] : G.D. ESPOSTI and D. TOMMASINI ;

« *A model for the simulation of relaxation phenomena in dielectrics* ».

IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol.EI-25, N°4, p.217-21, 1990.

[Fallou-85] : B. FALLOU ;

« *Comportements spécifiques des matériaux isolants solides soumis à diverses contraintes (chaleur, champ électrique, radiations).Résumé des connaissances actuelles et normalisation* ».

Journées d'Etudes SEE, Isolants électriques, 6-7 Mars 1985, Ecole Supérieure d'Electricité, Gif/Yvette, France. p.133-45

[Ferrieux-94] : J.P. FERRIEUX et F. FOREST ;

« *Alimentations à découpages. Convertisseurs à résonance* ».

Masson, Collection Technologies, France, 1994.

[Foch-92] : H. FOCH, Y. CHERON, M. METZ, T. MEYNARD ;

« *L'évolution des convertisseurs statiques* ».

Revue Générale d'Electricité, N°5, pp.48-56, 1992.

[Fournié-89] : R. FOURNIE ;

« *Diélectriques - Bases théoriques* ».

Techniques de l'ingénieur, D213. 1989.

[General Radio-71] : GENERAL RADIO ;

Capacitance Measurement System Type 1621, Instruction Manual, 1971.

[Gouton-92] : P. GOUTON, J.P. REBOUL et G. TERZULLI ;

« *Vers le remplacement des électrodes métalliques des condensateurs de puissance* ».

Electronique de Puissance du Futur 92, p.2/1-6. 1992.

[Grassie-72] : N. GRASSIE ;

« *Degradation* ».

Polymer Science Vol2, North-Holland Publishing Company, Amsterdam-london, 1972.

[Hammal-96] : R. HAMMAL ;

Communication interne, non publiée.

[Hanscomb-78] : J.R. HANSCOMB and Y. KAAHWA ;

« *A digital approach to low-frequency dielectric loss measurement* ».

Journal of Physic E: Scientific Instruments, Vol.11, p.406-8, 1978.

[Harada-93] : K. HARADA, A. KATSUKI, and M. FUJIWARA ;

« *Use of ESR for diagnosis of electrolytic capacitor* ».

IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.8, N°, p.355-61, 1993.

[HP4194-89] : HEWLETT-PACKARD ;

Impedance/Gain-Phase Analyser 4194A, Operation manual, 1989.

[Ieda-80] : M. IEDA ;

« *Dielectric breakdown process of polymers* ».

IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol.EI-15, N°3, p.206-24, 1980.

[Jonscher-84] : A.K. JONSCHER and R LACOSTE ;

« *On a cumulative model of dielectric breakdown in solids* ».

IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol.EI-19, N°6, p.567-77, 1984.

[Joubert-94] : C. JOUBERT, A. BEROUAL, and G. ROJAT ;

« *Magnetic field distribution in metallized capacitors* ».

Journal of Applied Physics, Vol.76, N°9, p.5288-93, 1994.

[Kang-74] : B.P. KANG ;

« *Temperature coefficient and capacitance retrace of polypropylene films capacitors* ».

IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol.EI-9, N°1, p.5-11, 1974.

[Kramer-62] : H. KRAMER and K.E. HELF ;

« *Untersuchungen über dielektrische verhalten von polypropylen* ».

Kolloid Z, N° 180, p.114, 1962.

[Krasucki-67] : Z. KRASUCKI ;

« *Effect of dielectric thickness on the onset of discharges in liquid-solid dielectrics* ».

The Electrical Research Association, Report N°5197, p.1-17, May 1967.

[Krzywaznia-83] : A. KRZYWAZNIA, P. MADEJ, and J. OCIEPKA ;

« *A method of digital loss angle measurement* ».

Journal of Physic E: Scientific Instruments, Vol.16, p.823-5, 1983.

[Kwaaitaal-90] : T. KWAAITAAL, W.M.M.M. VAN DENEIJNDEN ;

« *A transformer-ratio arm bridge for the measurement of small loss angles* ».

IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, Vol.IM-39, No.6, p.874-7, December 1990.

[Lafferty-92] : R.E. LAFFERTY ;

« *Capacitor loss at radio frequencies* ».

IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, Vol.CHMT-15, No.4, 590-3, August 1992.

[Laurent-85] : C. LAURENT ;

« *La rupture diélectrique dans les polymères* ».

Journées d'Etudes SEE, Isolants électriques, 6-7 Mars 1985, Ecole Supérieur d'Electricité, Gif/Yvette, France. p. 99-109.

[Lavene-92] : B. LAVENE, E. RONDEAU ;

« *New advances in film capacitors for switch-mode power supply* ».

6th European Capacitor and Resistor Technology Symposium, CARTS-EUROPE'92, Brugge, Belgique, 5-8 Oct. 1992, p65-72.

[LCC-89] : THOMSON - LCC ;

Condensateurs à diélectrique film polypropylène. Catalogue 1989.

[LCC-91] : THOMSON - LCC ;

Condensateurs pour l'électronique de puissance. Catalogue 1991.

[Lindquist-78] : C.S. LINDQUIST ;

« *Capacitor DF and Q* ».

IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, Vol.CHMT-1, No.1, p115-7, March 1978.

[McDuff-80] : G. McDUFF, W.C. NUNNALLY, K. RUST, and W.J. SARJEANT ;

« *Diagnostics and performance evaluation of multikilohertz capacitors* ».

Los Alamos National Laboratory Report, LA-UR 86-2952, p.166-84. 1980.

[McGrum-67] : N.G. McGRUM, B.E. REED, and G. WILLIAMS ;

« *Inelastic and dielectric effects in polymer solids* ».

J.Wiley & Sons, London, 1967.

[Mezenin-92] : O.L. MEZENIN, V.A. MIKHAILOV, S.V. ZUEVA, and Yu.S. GLINSKIKH ;

« *Calculating the temperature-frequency dependence of the capacitor loss angle on the basis of its dielectric structure* ».

Soviet Electrical Engineering, Vol. 63, N°2, p.66-74, Feb. 1992.

[Mouries-95] : G. MOURIES ;

« *Condensateurs utilisés en électronique de puissance* ».

Techniques de l'ingénieur, D3280. 1995.

[Nagamani-92] : H.N. NAGAMANI and S. GANGA ;

« *A study of electrical endurance of MPPF capacitors and selection of end-point criteria* ».

IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol.EI-27, N°6, p.1193-201, 1992.

[Nielsen-62] : L.E. NIELSEN ;

« *Mechanical properties of polymers* ».

Reinhold, New-York, 1962.

[Nucci-91] : C.A. NUCCI, S. PICANI and M. RINALDI ;

« *Pulse withstand capability of self-healing metalized polypropylene capacitors in power applications* ».

IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol.EI-26, N°1, p.146-55, 1991.

[Philips-91] : PHILIPS COMPOSANTS ;

Film Capacitors. Catalogue 1991.

[Picci-88] : G. PICCI ;

« *La verifica termica dei condensatori* ».

Tecnologie Elettriche, Vol.15, N°10, p.122-9, 1988

[Price-81] : R. PRICE ;

« *An analysis of the ESR of metal film condensers* ».

Elettronica Oggi, No.10, p.91-100, Oct.1981.

[Ramu-85] : T.S. RAMU ;

« *On the estimation of life of power apparatus insulation under combined electrical and thermal stress* ».

IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol.EI-20, N°1, p.70-8, 1985.

[Reddish-50] : W. REDDISH ;

« *The dielectric properties of polyethylene terephthalate (terylene)* ».

Transactions of the Faraday Society, Vol.46, p.459-75, 1950.

[Rust-86] : K. RUST and G. McDUFF ;

« *Calorimetric measurement of the Equivalent Serie Resistance of low-loss, high repetition rate pulse discharge capacitors* ».

IEEE Conference Record of the 1986 Seventeenth Power Modulator Symposium, 23-25 June 1986, Seattle, USA, p.202-6.

[Sarjeant-90] : W.J. SARJEANT ;

« *Capacitors* ».

IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol.EI-25, No.5, p.861-922, October 1990.

[Sassoulas-96] : P.O. SASSOULAS ;

Travaux de thèse, à paraître.

[Schwab-72] : A.J. SCHWAB ;

« *High voltage measurement techniques* ».

The Mit Press, England, 1972.

[Seguin-97] : B. SEGUIN et J.P. GOSSE ;

« Dispositif calorimétrique de mesure des pertes dans les condensateurs de puissance ».

Journal de physique III, Vol. 7, N°2, p.321-36, Fev. 1997.

[Seguin-96a] : B. SEGUIN ;

« Dispositif calorimétrique de mesure des pertes dans les condensateurs de puissance sous tension nominale dans la gamme 1kHz-1MHz ».

FIRELEC, 1-3 Avril 1996, Lyon. p.92-5.

[Seguin-96b] : B. SEGUIN et J.P FERRIEUX ;

« Etude et modélisation de la résistance série équivalente ESR des condensateurs utilisés en électronique de puissance. Application au calcul des pertes en régime non sinusoïdal ».

Electronique de Puissance du Futur 96, 16-18 Décembre 1996, Grenoble. p.263-8.

[Shaw-81] : D.G. SHAW, S.W. CICHANOWSKI, and A. YIALIZIS ;

« A changing capacitor technology - Failure mechanisms and design innovations ».

IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol.EI-16, No.5, p.399-413, Oct.1981.

[Siemens-93] : SIEMENS MATSUCHITA COMPONENTS ;

Kondensatoren für die Energie-Elektronik. Catalogue 1993.

[Simoni-84] : L. SIMONI ;

« General equation of the decline in the electrical strength for combined thermal and electrical stresses ».

IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol.EI-19, N°1, p.45-52, 1984.

[Tenney-65] : F.H. TENNEY ;

« AC response of spirally wound capacitors ».

Princeton University, N.J, Plasma Physics Laboratory, MATT-378, Sept. 1965.

[Tettex-63] : TETTEX A.G. ;

Pont de Schering Type 2801, Documentation technique, Zurich. 1963.

[Thompson-83] : M.C. THOMPSON, G.H. MAULDIN ;

« Test techniques for the model development of repetitive service energy storage capacitors ».

Los Alamos National Laboratory Publication, LA-UR 83-3634, 1983.

[Thompson-85] : M.A. THOMPSON and J.B. KORN ;

« Resistivity of aluminium metallized polypropylene film ».

CIGRE WORKING GROUP 15-05, September 9, 1985, p.1-6.

[Thorborg-87] : K. THORBORG ;

« *Les condensateurs en électronique de puissance* ».

Electronique de puissance No.22, p.64-9, Sept. 1987.

[Tokoro-91] : J. TOKORO, M. NAGAO, M. KOSAKI ;

« *Development of new method for measuring AC dissipation current in dielectric materials* ».

Electrical Engineering in Japan, Vol.111, No.3, p.1-8, 1991.

[Umemura-82] : T. UMEMURA, T. SUZUKI, and T. KASHIWAZAKI ;

« *Impurity effect of the dielectric properties of isotactic polypropylene* ».

IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol.EL-17, No.4, p.300-5, August 1982.

[Venet-93] : P. VENET ;

« *Surveillance d'alimentations à découpage. Application à la maintenance prédictive* ».

Thèse de Docteur de l'Université Claude Bernard - Lyon 1, 1993.

[Vetter-86] : H. VETTER ;

« *Thermal design of power capacitors* ».

Siemens Components, No.21, p.54-8, 1986.

[Vetter-91] : H. VETTER ;

« *High performance capacitors for low inductance circuit* ».

Power Conversion Proceedings, June 1991, p.141-8.

[Vincett-69] : P.S. VINCETT ;

« *Calorimetric measurement of very low dielectric loss at low temperatures* ».

British Journal of Applied Physics (Journal of Physics D), Ser. 2, Vol 2, p.699-710, 1969.

[Warren-86] : M. WARREN ;

« *Capacitors technologies for power electronics* ».

PCI. Proceedings, May 1986, p.383-90.

[Weber-67] : R.J. WEBER ;

« *Capacitor equivalent circuit* ».

IEEE Transactions on Parts, Materials and Packaging, Vol.PMP-3, No.1, p.26-7, March 1967.

[Wen Liang-88] : C. WEN-LIANG and C. ZHAN ;

« *An experimental study of the damaging effects of harmonics in power networks on the capacitor dielectrics* ».

IEEE Proceeding, Second International Conference on Properties and Applications of Dielectric Materials, Beijing, China, Sept: 1988, p.645-48.

[White-85] : W. WHITE and I. GALPERIN ;

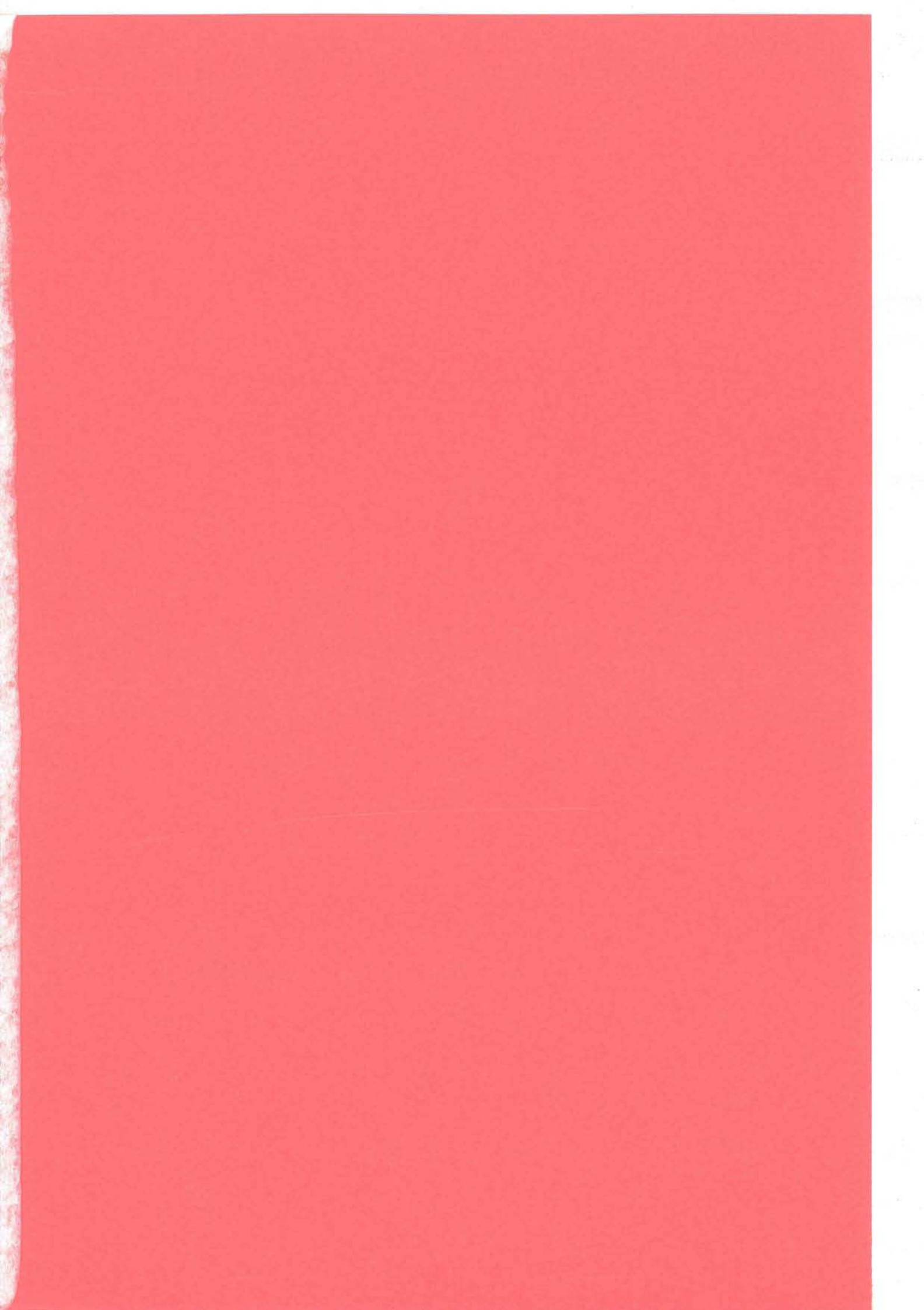
« Material considerations for high frequency, high power capacitors ».

IEEE Transactions on Electrical Insulation, Vol.EI-20, No.1, p.66-69, Feb.1985.

[Yen-92] : S. YEN, C.R. LEWIS, J.F. KOVAK, and E. RONDEAU ;

« Polycarbonate film capacitors for power electronic applications ».

12th Capacitor and Resistor Technology Symposium, CARTS'92, Tucson, USA, 16-19 March 1992, p.133-40.



RESUME

Les pertes dans les condensateurs bobinés utilisés en électronique de puissance :

Mesure calorimétrique et modélisation

L'échauffement des condensateurs utilisés en électronique de puissance, est dû aux pertes électriques, que l'on représente généralement par une résistance série équivalente ESR. La faiblesse du rapport P/Q ($=\tan\delta$, facteur de dissipation) entre la puissance dissipée et la puissance réactive mise en jeu par le composant (10^{-4} à 10^{-2}), rend difficile la mesure de ESR par des méthodes classiques.

Pour mener à bien cette mesure, un dispositif calorimétrique a été conçu. Il permet de caractériser avec précision des condensateurs à très faibles pertes ($\tan\delta < 5.10^{-4}$) comme les condensateurs bobinés à films de polypropylène. Les condensateurs peuvent être testés en régime sinusoïdal sous tension nominale, dans la gamme de fréquence 1kHz-1MHz, et pour des températures comprises entre -50°C et $+100^{\circ}\text{C}$. Différents condensateurs bobinés utilisant comme matériau diélectrique le polypropylène, le polycarbonate et le polyéthylène téréphtalate, ont ainsi été caractérisés. Les pertes dans le matériau diélectrique et les pertes dans les parties métalliques des composants ont été séparées, ce qui nous a permis d'étudier les variations du facteur de dissipation $\tan\delta$ de ces polymères avec la température, pour différentes fréquences. A partir de ces résultats expérimentaux, un circuit équivalent, composé d'éléments passifs R, L et C, a été proposé pour modéliser les variations de ESR avec la fréquence, pour différentes températures. Cette modélisation a été validée pour les régimes non sinusoïdaux de l'électronique de puissance, en comparant les résultats de mesures calorimétriques de pertes sur des condensateurs en fonctionnement dans des convertisseurs statiques, avec les évaluations de ces pertes par simulation utilisant le circuit équivalent proposé.

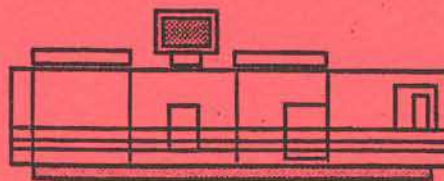
ABSTRACT

**Losses in wound capacitors used in power electronic :
calorimetric measurement and modelling**

The heating of capacitors used in power electronic, is a consequence of the electrical losses, which are usually represented by an Equivalent Series Resistance ESR. The ratio P/Q ($=\tan\delta$, dissipation factor), between the dissipated power P and the reactive power Q , is so weak (10^{-4} to 10^{-2}) that the measurement of ESR by classical means becomes very difficult.

An experimental device based on calorimetry have been built in order to carry out this measurement. It allows a characterization of very low-loss capacitors ($\tan\delta < 5.10^{-4}$), such as wound PP capacitors. The capacitors can be tested under rated voltage, from 1kHz to 1MHz, while the test temperature is kept between -50°C and $+100^{\circ}\text{C}$. Various wound capacitors made with different dielectric materials : PP, PC and PET have been characterized. Losses in the dielectric material and those in metallic parts of the components have been separated, which allowed us to study the dissipation factor $\tan\delta$ of these polymers as a function of temperature, for few frequencies. According to these results, an equivalent circuit composed of R, L and C elements, have been proposed in order to modelize the ESR variations with frequency. This model have been validated for non sinusoïdal voltages, such as those existing in power electronic, by comparison between a calorimetric measurement of the losses in capacitors, and their evaluation by simulation using the equivalent circuits.

MOTS CLES : condensateurs, films polymères, électronique de puissance, pertes électriques, calorimétrie, modélisation.



Imprimé sur "Xerox 5090".

au Service Reprographie du CNRS de Grenoble.